



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier)

Présentée et soutenue par :

Julien YONG

Le Jeudi 11 avril 2013-04-15

Titre :

Contribution à l'étude d'un capteur de force piézoélectrique résonant à forte raideur pour interfaces haptiques aéronautiques

ED GEET : Génie Electrique

Unité de recherche :

Laboratoire LAPLACE - UMR CNRS 5213

Membres du jury

Pierre BIDAN : Président (Professeur à l'Université Toulouse 3)

Yves BERNARD : Rapporteur (Maitre de conférences à l'Université Paris Sud)

Hassan ZAHOUANI : Rapporteur (Professeur à l'Ecole Centrale de Lyon)

Jean-François ROUCHON : Directeur de thèse (Professeur à l'INP Toulouse)

Remerciements

Le manuscrit de thèse commence toujours par la phase de remerciement et je ne ferai pas exception à la règle.

J'aimerais en particulier remercier Mr Jean-François Rouchon en qualité de directeur de thèse. Ces idées m'ont permis de mener à bien ma thèse.

Mes remerciements vont aussi aux rapporteurs Mr Yves Bernard et Mr Hassan Zahouani ainsi qu'à mon président de jury Mr Pierre Bidan qui ont été disposés à consacrer du temps à la lecture et à la critique de ce travail.

Je remercie les appuis techniques fournis par Mr Hoan Tran, Mr Dominique Harribey et Mr Robert Larroche au cours de l'élaboration puis les tests de mes divers transducteurs. Je tiens à remercier particulièrement Mr Jean-François Llibre et Mr Eric Duhayon pour leur sympathie apportée au cours de cette thèse. Je remercie bien sûr les secrétaires ainsi que Mr Ladoux et Mr Benaouin.

La partie enseignement n'est pas en reste et sur ce point je tiens à remercier Jacques Luga qui m'a toujours apporté son aide et sa bonne humeur, merci aussi à mon collègue de TP, Mathieu Le Bolloch.

Une thèse ne s'effectue pas sans les nombreux appuis de doctorants avec notamment Tahar, collègue de bureau puis de RU, Mounir pour son soutien technique sans faille durant toute ma thèse, Alaric pour ses nombreux débats professionnels, Aurélien pour ses nombreuses discussions non-professionnelles, Yacine, Mouloud et Mustapha représentants du deuxième étage !!! Julie, Etienne, Sébastien et Edouard en tant que collègue d'étage et Maxime, Jean-François, Johannes, Nicola et Christian en tant que collègues de bureau. Je remercie Satafa, discret et toujours de bonne humeur dont sa présence m'a particulièrement fait plaisir lors de ma soutenance.

Je tiens particulièrement à remercier les deux Sébastien : Sébastien Carrière pour sa culture musicale exceptionnelle et Sébastien Lanoue pour le grand nombre d'activités que nous avons fait ensembles (LAN, roller, etc...).

Pour ceux que j'ai involontairement oubliés, soyez indulgents et sachez que cette partie de la thèse est aussi délicate à rédiger.

J'aimerais finalement remercier ma famille qui m'a toujours encouragé tout au long de ma scolarité et de mes études ainsi que ma petite amie Aurore qui m'a aidé à répéter ma thèse même si elle ne comprenait pas grand chose à ce que je racontais.

Table des matières

Remerciements.....	2
Introduction générale.....	8
Chapitre : Technologies permettant de mesurer une force	10
I. Introduction.....	10
II. Contexte	10
A. Cadre scientifique.....	10
B. Evolution des commandes de vol d'un aéronef.....	10
C. Utilisation de capteurs d'efforts.....	12
III. Technologie à jauges de contrainte [4]	13
A. Historique	13
B. Principe	14
C. Matériaux	16
D. Conditionnement de la mesure.....	16
E. Applications des technologies à jauges de contrainte	17
IV. Technologie piézoélectrique	17
A. Historique et présentation du phénomène.....	17
B. Matériaux	18
1. Propriétés	18
2. Limites.....	19
C. Applications	21
D. Limites en tant que capteurs.....	23
V. Capteurs magnétostrictifs ou magnéto-élastiques	23
A. Définition	23
B. Présentation du phénomène.....	24
C. Effet Joule magnétique et matériaux	25
D. Applications [27].....	26
E. Limites en tant que capteur	28
VI. Comparaisons piézoélectricité – magnétostriction.....	28
VII. Capteur à onde acoustique de surface ou Surface Acoustic Wave (SAW).....	30
A. Principe	30
B. Domaines d'utilisation des capteurs SAW.....	32
1. Capteur mécanique	32
2. Capteur de température.....	33
3. Capteurs d'éléments sensibles	34

VIII.	Spécifications et choix de la technologie utilisée.....	34
IX.	Conclusion	37
Chapitre II : Technologie à impédance électromécanique.....		38
I.	Introduction.....	38
II.	Domaines d'application des technologies à impédance électromécanique.....	38
A.	Principe de la mesure par impédance électromécanique.....	38
B.	Capteur de force.....	38
C.	Autres applications utilisant l'impédance électromécanique comme capteur.....	40
D.	Faisabilité d'un tel capteur	42
III.	Mécanique rationnelle d'un matériau non piézoélectrique	46
A.	Définition des différents coefficients de caractérisation du matériau.....	47
1.	Module d'élasticité ou d'Young [64]	47
2.	Coefficient de Poisson [64]	47
B.	Vitesse de propagation des ondes	48
C.	Résolution de l'équation de d'Alembert	49
D.	Nombre d'onde et pulsation fréquentielle	49
E.	Solution globale.....	50
F.	Modèle de Mason [66]	51
1.	Cas d'un barreau infini.....	51
2.	Cas d'un barreau de longueur finie	51
3.	Modélisation par matrice de transfert	52
IV.	Matériaux piézoélectriques.....	53
A.	Lois constitutives [67].....	53
B.	Equation électrique	54
C.	Equation mécanique.....	55
D.	Modélisation par matrice de transfert	56
E.	Modèle de Butterworth-Van Dyke [69].....	56
F.	Fréquence de résonance et d'antirésonance électrique.....	58
V.	Présentations des deux structures assemblées	59
A.	Différences fondamentales de la prise en compte des interfaces.....	59
B.	Transducteur de Langevin	60
1.	Présentation	60
2.	Modélisation analytique.....	61
3.	Modélisations numérique.....	62
C.	Transducteur à mode interne.....	63
1.	Présentation	63
2.	Modélisation analytique.....	64

3. Modélisation numérique	65
VI. Conclusion	66
Chapitre III : Analyse expérimentale et choix de la structure à implémenter	67
I. Introduction.....	67
II. Problématiques liées à l'application d'efforts en traction	67
A. Fixations mécaniques	67
B. Mise en place de contremasses auxiliaires	68
III. Présentation du matériel expérimental	69
A. Partie mécanique.....	69
B. Electronique d'alimentation et de commande	72
1. Configuration du circuit de puissance	72
2. Banc de caractérisation des actionneurs piézoélectriques sous dSpace	74
IV. Caractérisation des deux transducteurs utilisés à vide	76
A. Introduction.....	76
B. Influence des précontraintes.....	78
V. Validation expérimentale des deux transducteurs	79
A. Influence d'une force statique sur les spectres fréquentiels	79
B. Affinage du modèle analytique	81
1. Transducteur de Langevin	82
2. Transducteur à mode interne.....	84
C. Choix de la commande : boucle ouverte ou boucle fermée	86
D. Utilisation de la zone interne de la bande de fréquence	87
1. Description du phénomène	87
2. Limitation de l'étendue de mesure en utilisant la zone interne seulement	88
E. Utilisation des zones externes.....	90
VI. Conclusion	93
Chapitre IV : Tests environnementaux sur le transducteur à mode interne	94
I. Introduction.....	94
II. Caractérisation des essais	94
A. Traitement numérique	94
1. Traitement linéaire	94
2. Traitement logarithmique	95
B. Mesure des différentes erreurs [78]	97
1. Erreur de linéarité.....	97
2. Erreur d'hystérésis.....	98
III. Influence du nombre de céramiques	99

IV.	Influence de la tension d'alimentation.....	100
A.	Considérations analytiques et numériques.....	100
B.	Expérimentations	100
V.	Influence de la température.....	101
A.	Comportement analytique du capteur en fonction de la variable température	101
B.	Comportement expérimental.....	104
C.	Stratégie de compensation.....	104
1.	Utilisation de modes différentiels	105
2.	Ajout de thermocouple	105
VI.	Etendue de mesure	105
A.	Etendue de mesure maximale sur le transducteur actuel	105
B.	Augmentation de l'étendue de mesure dans la zone interne.....	106
VII.	Impact de l'alimentation	107
A.	Alimentation linéaire	107
B.	Alimentation à découpage	108
VIII.	Respect des caractéristiques dynamiques	109
IX.	Conclusion	115
Chapitre V : Transducteur final.....		116
I.	Introduction.....	116
II.	Transducteur final	116
A.	Présentation des nouvelles contremasses	117
B.	Redondance électrique.....	118
C.	Multiplication du nombre de céramiques.....	118
D.	Sectorisation des céramiques.....	118
E.	Contremasses	119
F.	Sonde de température extérieure.....	120
III.	Partie expérimentale	120
A.	Configuration de test.....	120
B.	Vérification du mode excité	121
C.	Test statique	123
D.	Etendue de mesure	124
E.	Prise en compte de la composante thermique	124
F.	Sectorisation.....	125
IV.	Evaluation des erreurs.....	126
A.	Erreur de linéarité et d'hystérésis	126

B.	Respect du gabarit en tension.....	129
V.	Conclusion	130
	Conclusion générale	131
	Bibliographie.....	134
	Annexes	139
I.	Annexe 1 : Calcul des formes d'ondes en fonction des conditions aux limites.....	139
A.	Condition bloquée-bloquée.....	139
B.	Condition libre-bloquée.....	140
C.	Condition bloquée-libre.....	140
D.	Solution globale	141
II.	Annexe 2 : Modélisation du modèle de Mason sous Matlab.....	141
A.	Fichier de calcul de l'impédance équivalente	141
B.	Fichier de calcul principal	141
III.	Annexe 3 : Modélisation numérique sous Ansys	144
IV.	Annexe 4 : Modélisation différentielle en vue de compenser la température.....	150
A.	Influence des paramètres extérieurs sur la fréquence de résonance.....	150
1.	Influence de la température.....	150
2.	Influence de la force	151
B.	Influence des paramètres extérieurs sur la capacité bloquée C_0	151
1.	Influence de la température.....	152
2.	Influence de la force	152
C.	Conclusions sur les expressions différentielles analytiques.....	153
V.	Annexe 5 : Calcul des erreurs sous Matlab	153
	Résumé	156
	Abstract	157

Introduction générale

L'électrification croissante des aéronefs permet un allègement des masses présentes, ce qui est essentiel en termes de consommation. Cette réduction de masse permet de supprimer nombre de liaisons mécaniques entre le pilote et les instruments de vol qu'il commande. Afin de toujours restituer au pilote les sensations tactiles que subit l'aéronef qu'il commande, un programme d'étude commandé par l'équipementier en aéronautique Ratier-Figeac a permis d'initier une collaboration à travers le programme GASVT pour Génération Artificielle de Sensations Visuelles et Tactiles. Ce programme avait pour but la mise en place d'un manche à retour d'effort de manière artificielle sachant que les liaisons mécaniques existantes entre le pilote et les servocommandes n'existent plus.

Au sein de ce programme, un volet spécifique a porté sur l'étude d'un capteur d'effort, puisqu'une limitation apparaît dans ce type de dispositif au niveau du capteur de force nécessaire pour retranscrire l'effort appliqué entre le pilote et les commandes de vol. Il s'est avéré que le capteur de force en question avait une trop faible raideur ce qui engendrait des ondulations de force parasites dans le manche, désagréables pour le pilote. La technologie utilisée est une technologie éprouvée, à base de jauge de contrainte, qui s'avère limitée en termes de raideur sachant que le corps d'épreuve se trouve au cœur du dispositif d'actionnement.

La présente étude s'intéresse à d'autres technologies susceptibles de mesurer une force tout en répondant à certaines exigences de l'application. La thèse s'appuie fortement sur les conclusions du rapport GASVT et tente de définir un dispositif complet de capteur, permettant de répondre notamment à une mesure d'effort en traction et compression. Dans ce contexte, une technologie à base de structures piézoélectriques résonantes a été mise en œuvre. Déjà exploitée en tant que capteur de pression dans certains dispositifs, l'objectif est ici d'étendre ce principe à une mesure d'effort en traction et compression, susceptible de répondre à une sollicitation statique, pour laquelle un matériau piézoélectrique seul n'est pas adapté.

La thèse se divise en cinq chapitres : un premier chapitre portant sur les différentes technologies permettant de mesurer une force, un deuxième chapitre présentant la technologie étudiée, un troisième chapitre insistant sur la mesure de force, un quatrième chapitre traitant des paramètres environnementaux et enfin un dernier chapitre présentant le capteur final.

Le premier chapitre, scindé en deux parties, présente dans la première, les différentes technologies susceptibles de répondre au cahier des charges en précisant les spécificités de chacune des technologies. La deuxième partie compare ces technologies par rapport au cahier des charges définies par l'équipementier, notamment en termes de force appliquée et fréquence de sollicitation.

Le deuxième chapitre s'intéresse à la technologie retenue, en l'occurrence la technologie piézoélectrique, et plus précisément la mesure par variation d'impédance électromécanique. Ce chapitre insiste d'abord sur les réalisations de la technologie piézoélectrique déjà existantes. Dans un second temps sont présentés les outils mathématiques (Matlab, matrice d'impédance), ainsi que les outils de simulation (ANSYS), nécessaires à l'étude de cette technologie afin d'obtenir un modèle numérique permettant de prévoir les caractéristiques de chaque transducteur assemblé. Une dernière partie présente deux transducteurs développés dans le cadre de la thèse pour tenter de répondre au cahier des charges.

Le troisième chapitre concerne l'expérimentation des deux structures de transducteurs. Ce chapitre montre aussi l'ajustement des outils développés analytiquement afin de coller au mieux aux résultats obtenus expérimentalement. Les outils expérimentaux sont aussi présentés principalement dans ce chapitre. Une comparaison de la structure de Langevin et de la structure à mode interne, développées au cours de la thèse, est présentée.

Le quatrième chapitre s'intéresse au transducteur à mode interne plus particulièrement, structure la plus apte à répondre aux exigences de l'équipementier. Ce chapitre cherche à montrer l'impact de différents paramètres environnementaux sur cette structure nouvellement créée. Les paramètres environnementaux sont de deux sortes, ils peuvent être gérés par l'utilisateur (fréquence et niveau d'alimentation) ou peuvent être régis par l'environnement extérieur (température). Les outils de traitement du signal sont aussi présentés, afin de pouvoir caractériser précisément un transducteur.

Le dernier chapitre présente le transducteur intégré dans son environnement. Les dernières spécifications sont testées afin de respecter certaines des contraintes du cahier des charges de l'application aéronautique visée. Ce chapitre se termine sur une comparaison de stratégies d'alimentation.

Chapitre : Technologies permettant de mesurer une force

I. Introduction

Dans le début de ce chapitre, le contexte de l'étude est présenté et permet de situer la position du problème. Diverses technologies susceptibles d'être utilisées pour mesurer une force sont présentées et comparées, il s'agit de la technologie à jauge de contraintes, des technologies électro-actives à base de matériaux piézoélectrique et magnéto-élastiques et de la technologie à onde acoustique de surface. Finalement, le chapitre se conclut par le choix d'une technologie pour le capteur final à l'aide des spécifications requises.

II. Contexte

A. Cadre scientifique

La thèse s'inscrit dans le cadre du projet ACOPIH : Amélioration des COnditions de PIlotage d'Hélicoptère qui est la continuation du projet GASVT : Génération Artificielle de Sensations Visuelles et Tactiles. Ce projet a pour but d'améliorer la perception de l'état d'un hélicoptère par le pilote, à l'aide d'un capteur d'effort inscrit dans la chaîne cinématique dédiée. Ces projets sont en accord avec le cadre de l'avion plus électrique illustré notamment par le projet MOET : More Open Electrical Technologies [1]. En effet, l'électrification tend à remplacer les systèmes hydrauliques et pneumatiques présents actuellement dans les avions au niveau actuateur mais aussi au niveau des commandes de vol. Le gain de place et de poids est important et permet de limiter la consommation et donc les coûts de fonctionnement.

La thèse prend place au sein d'un contexte industriel regroupant Ratier-Figeac, Artus Pacific Scientific et TFE où l'application finale visée concerne la mise en place de commandes de vols actives au sein d'un manche à retour d'effort. Les gains sont importants comme en atteste le Tableau 1.

	Gain
Coûts récurrents	15 %
Masse	20 %
Volume sous plancher	25 %
Temps de montage et réglage sur avion	80 %
Nombre de modules à installer sur avion	70 %

Tableau 1 : Gains potentiels du passage d'une technologie classique à une technologie active pour les commandes de vol

B. Evolution des commandes de vol d'un aéronef

L'évolution des commandes de vol commence dans les années 50 où le pilote n'a plus les capacités musculaires nécessaires pour contrer les forces aérodynamiques s'exerçant sur l'avion. Ceci concerne évidemment les avions de grande taille, ce qui explique que les commandes mécaniques

soient toujours présentes dans les avions de loisir. La première étape fut d'aider le pilote en lui fournissant une aide mécanique à l'aide de servocommandes hydrauliques (Figure 1 (a)). Cette aide est comparable à une direction assistée dans les automobiles.

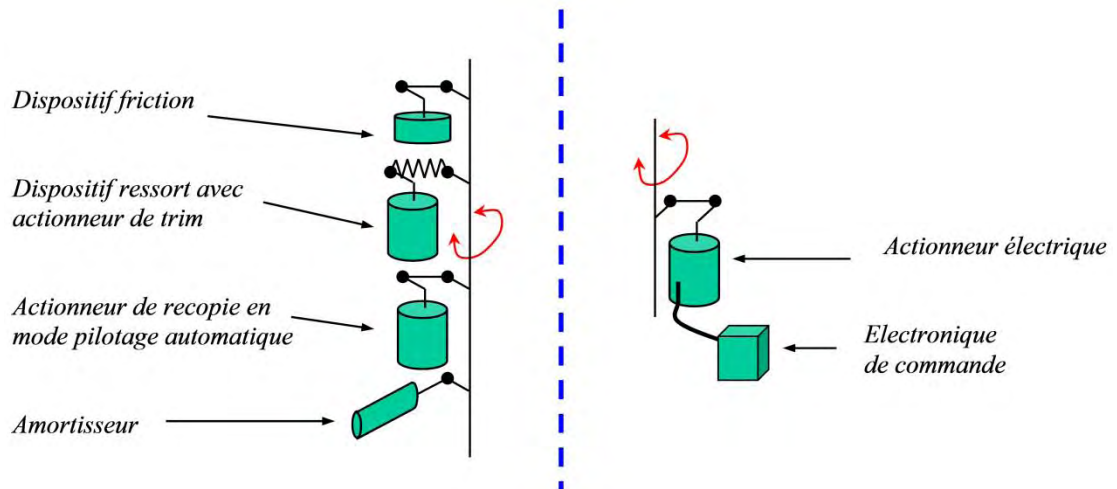


Figure 1 : Chaine d'effort pour (a) servocommande hydraulique, (b) commande à technologie active

Hélas, cette aide pneumatique est particulièrement encombrante et complexifie les dispositifs de transmission. Ainsi actuellement, les commandes de vol tendent à remplacer les technologies mécaniques par des consignes électriques. Cette tendance est appelée « Fly-by-Wire » [2]. Elle entraîne la suppression des liaisons mécaniques entre le pilote et les actionneurs des surfaces de contrôle et c'est un ordinateur qui commande les actionneurs (Figure 1 (b)). De plus, l'électrification permet à l'avionneur de ne considérer qu'un seul type d'énergie présent dans l'aéronef ce qui améliore les compatibilités entre équipements et surtout simplifie la maintenance.

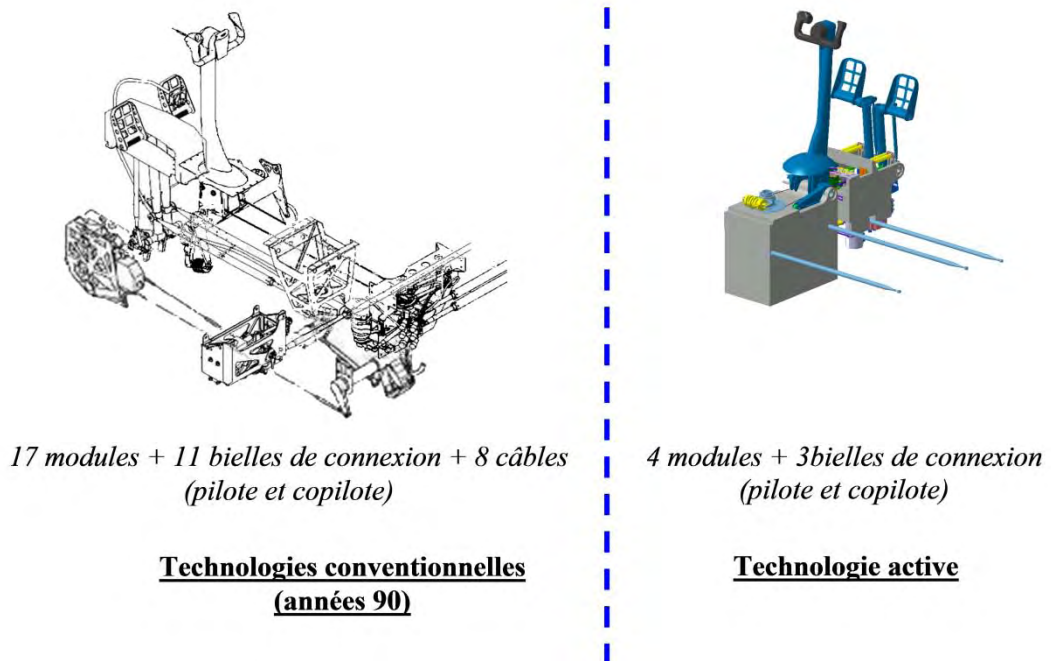


Figure 2 : Evolution du nombre de pièces mécaniques pour le passage d'une technologie classique à une technologie active

La mise en place de commandes de vols actives (Figure 2) permet aussi de réduire considérablement le nombre de pièces mécaniques ce qui augmente la fiabilité et réduit la maintenance.

L'objectif de cette étude concerne l'instrumentation d'une biellette d'actionnement pour une application hélicoptère ou avion. La technologie utilisée par les commandes de vol est de type servocommande hydraulique. L'élément à remplacer est la bielle dynamométrique qui introduit une raideur trop faible, ce qui perturbe la perception du pilote avec notamment des ondulations de force au niveau du manche à balai.

C. Utilisation de capteurs d'efforts

Dans le cas d'un hélicoptère, la mise en place de la technologie active se traduit par le remplacement de l'actionneur de trim et le module d'assistance hydraulique irréversible par un actionneur actif, piloté par un capteur de force positionné dans la chaîne d'effort. Cette étape diminue la masse des éléments embarqués.

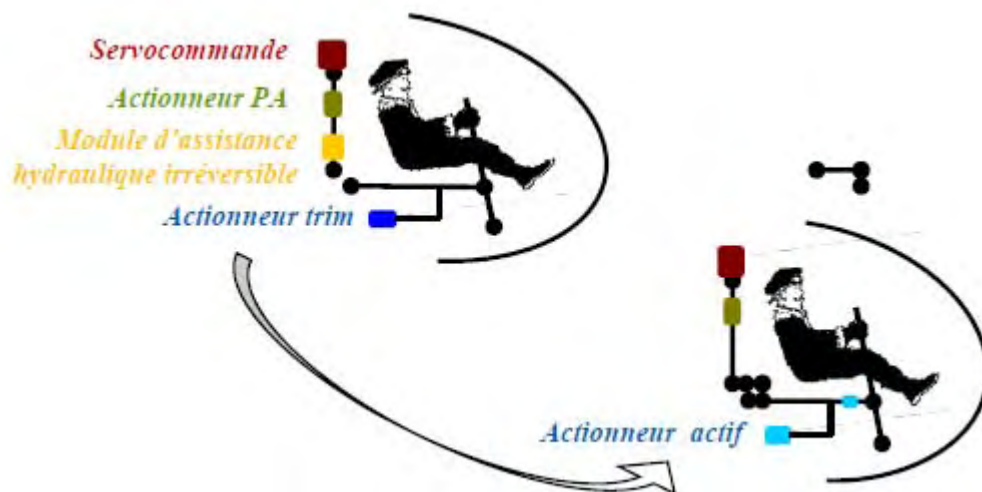


Figure 3 : Intégration des deux actionneurs (actionneur trim, module d'assistance) au sein d'un actionneur actif

Actuellement, la technologie des capteurs utilisés est un système à jauge de contrainte, système polyvalent et éprouvé. L'intégration du capteur au sein des commandes de vols est présentée dans la Figure 4.

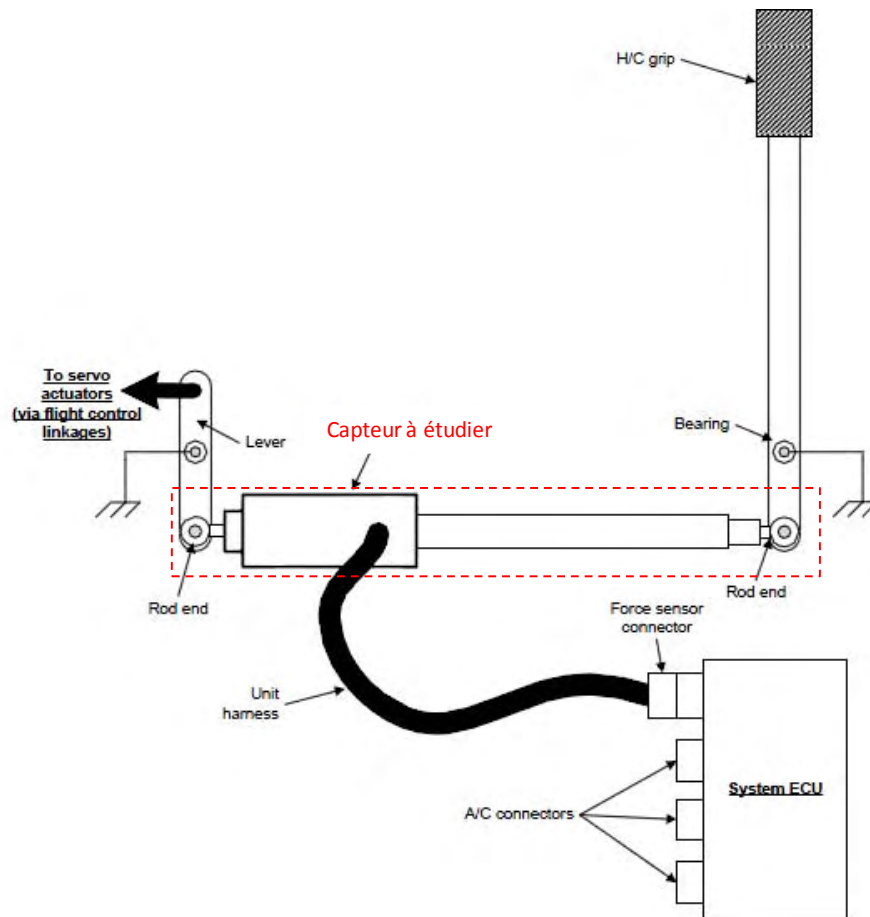


Figure 4 : Intégration de la biellette au sein du système mécanique de transmission de l'effort

Afin d'augmenter la raideur de la biellette, d'autres technologies de capteur de forces sont envisagées dans le cadre de cette thèse. Le premier chapitre portera sur l'étude des différentes technologies d'acquisition de force [3], présentes sur le marché, confrontées entre elles et vis-à-vis des contraintes de l'application ici présente.

III. Technologie à jauges de contrainte [4]

Les capteurs classiques actuels utilisent principalement la technologie dite à jauges de contrainte même si l'appellation capteurs à jauges extensométrique semble plus exacte. Ils utilisent la propriété de variation de résistance qu'ont les fils de cuivre (ou d'autres matériaux conducteurs) lorsqu'ils se déforment.

A. Historique

L'origine des jauges de contrainte vient des travaux de lord Kelvin qui faisait des expériences sur les propriétés électro mécanique des matériaux. En 1856, il découvrit que l'allongement d'un matériau conducteur augmentait sa résistance électrique (Figure 5) [5].

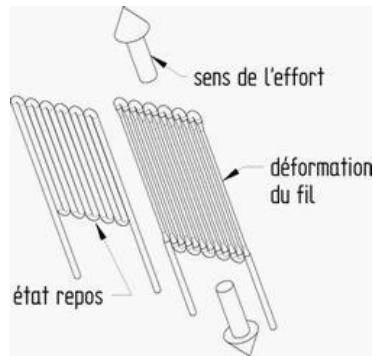


Figure 5 : Illustration du phénomène de déformation présent dans les jauges de contrainte

Cette découverte peut aussi expliquer pourquoi la résistance d'un circuit électrique lorsqu'il est chaud. Mais cette constatation eut (comme beaucoup de découvertes d'ailleurs) peu d'applications immédiates. En effet la première utilisation remonte dans les années 1930 où Simmons et Ruge fabriquent les premières jauges de contraintes (Figure 6) dans les laboratoires du MIT et de Caltech [6]. Le dynamomètre est constitué d'un corps en papier autour duquel est enroulé un fil de cuivre.

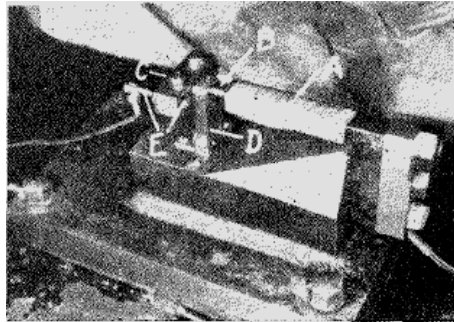


Figure 6 : « Dynamomètre » de Simmons

En 1952, Sanders et Roe réalisent la première jauge à trame pelliculaire grâce à un procédé de photogravure [7]. C'est une réalisation majeure car cela permet tout d'abord d'augmenter la précision de la jauge en contrôlant finement la résistance du fil mais aussi de miniaturiser le procédé.

B. Principe

Voici la loi classique caractérisant la résistance électrique d'un matériau :

$$R = \frac{\rho l}{\Sigma} \quad (1)$$

- R est la résistance du fil
- ρ est la résistivité du matériau utilisé (constante durant l'effort)
- l est la longueur de fil (supposée proportionnelle à la force appliquée d'après la loi d'élasticité)
- Σ est la section de conducteur (supposée constante)

La différenciation de (1) permet d'obtenir l'équation (2).

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{d\Sigma}{\Sigma} \quad (2)$$

D'après la théorie de la physique atomique, la résistivité au niveau atomique est régie par l'équation suivante (3).

$$\rho = \frac{2mv_0}{ne^2\lambda} \quad (3)$$

- m est la masse d'un électron (constante)
- v_0 est la vitesse moyenne des électrons
- n est la densité des électrons dans le conducteur, en particulier $n = \frac{N_0}{\Sigma l}$ avec N_0 le nombre total d'électrons dans le conducteur, Σ et l sont les dimensions du conducteur
- e est la charge d'un électron (constante)
- λ est la distance moyenne de parcours d'un électron entre deux collisions

L'équation (4) est obtenue après substitution de n par son expression dans l'équation(3).

$$\rho = \frac{2mv_0Sl}{N_0e^2\lambda} \quad (4)$$

La formulation différentielle de l'équation (4) donne :

$$\frac{d\rho}{\rho} = \frac{dv_0}{v_0} + \frac{dS}{S} + \frac{dl}{l} - \frac{dN_0}{N_0} - \frac{d\lambda}{\lambda} \quad (5)$$

Finalement l'expression différentielle de la résistance est la suivante :

$$\frac{dR}{R} = \frac{dv_0}{v_0} + 2\frac{dl}{l} - \frac{dN_0}{N_0} - \frac{d\lambda}{\lambda} \quad (6)$$

La sensibilité de la jauge est sa fonction de transfert à savoir la variation relative de résistance sur la variation relative de longueur.

$$\frac{dR/R}{dl/l} = 2 + \left(\frac{dv_0/v_0}{dl/l} - \frac{dN_0/N_0}{dl/l} - \frac{d\lambda/\lambda}{dl/l} \right) \quad (7)$$

La sensibilité est donc indépendante de la géométrie des conducteurs et est formée par deux termes:

- Un terme constant : 2 qui vient de la déformation de la sonde
- Un terme dépendant des paramètres des matériaux constituant la sonde.

Il n'y a pas de coefficient mécanique à savoir le module d'Young ou le coefficient de Poisson qui affecte la sensibilité de la jauge. A priori les jauges peuvent être utilisées sur une large plage de variation de force, du moins sur toute sa partie élastique.

Pour avoir une utilisation linéaire de fonctionnement de la jauge, le matériau doit respecter la condition suivante :

$$\frac{dl}{l} \left(\frac{dv_0}{v_0} - \frac{dN_0}{N_0} - \frac{d\lambda}{\lambda} \right) = k \text{ avec } k \text{ une constante.} \quad (8)$$

Lorsque l'équation (8) est respectée, le facteur $\frac{dR/R}{dl/l}$ est appelé facteur de jauge.

C. Matériaux

Certains matériaux respectent l'équation (8) et sont donc largement utilisés dans les jauges de contrainte. Il s'agit du Nichrome (80% de Nickel, 20% de Chrome) et du Constantan (45% Nickel et 55% de cuivre) [8]. Pour d'autres matériaux, un traitement adapté permet d'avoir des caractéristiques à peu près linéaires.

Alliage	Composition	Facteur de jauge
Constantan	45% Nickel, 55% Cuivre	2 à 2.1
Nichrome	80% Nickel, 20% de Chrome	2.1
Karma	74% Nickel, 20% de Chrome 3% de Cuivre, 3% de Fer	2
Platine - Tungstène	92% de Platine, 8% de Tungstène	4.0 à 4.6

Tableau 2 : Caractéristiques des différents alliages métalliques utilisés dans les jauges de contrainte

Pour réaliser une jauge de contrainte, les circuits électriques sont collés directement sur les pièces à étudier (Figure 7), ainsi les déformations sont traduites directement en tension électrique résultant d'un courant constant les traversant. Les caractéristiques de la jauge dépendent donc grandement du matériau du corps d'épreuve.

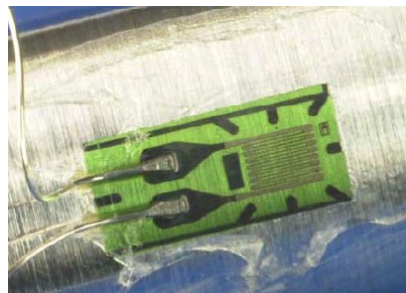


Figure 7 : Collage d'une jauge de contrainte sur un axe

Il existe aussi une autre famille de matériaux utilisée dans les jauges de contraintes. Il s'agit des matériaux semi-conducteurs. Ces derniers délivrent un signal de plus haute amplitude (facteur de jauge de l'ordre de 100) qui améliore la précision, en contre partie elles sont nettement plus sensibles à la température.

D. Conditionnement de la mesure

Le système de conditionnement concerne à la fois l'alimentation des jauges et le traitement de la mesure. Le conditionnement de la mesure se base sur un pont de Wheatstone [9]. Ce dispositif a été inventé en 1833 by Samuel Hunter Christie [10] et surtout amélioré par Sir Charles Wheatstone [11]. A l'origine, le pont est utilisé pour mesurer des résistances inconnues. C'est aussi le cas dans l'utilisation des jauges de contrainte où les variations de courant sont relativement faibles pour être mesurées. L'utilisation de ponts de Wheatstone est attestée dès l'invention des jauges de contraintes par Simmons [6]. Les jauges ont des valeurs de résistance normalisées : 120Ω 350Ω et 1000Ω étant les valeurs les plus courantes.

Le pont de Wheatstone (Figure 8) a comme loi de tension associée : $V_s = \frac{V_e}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right)$ en négligeant les termes du second degré.

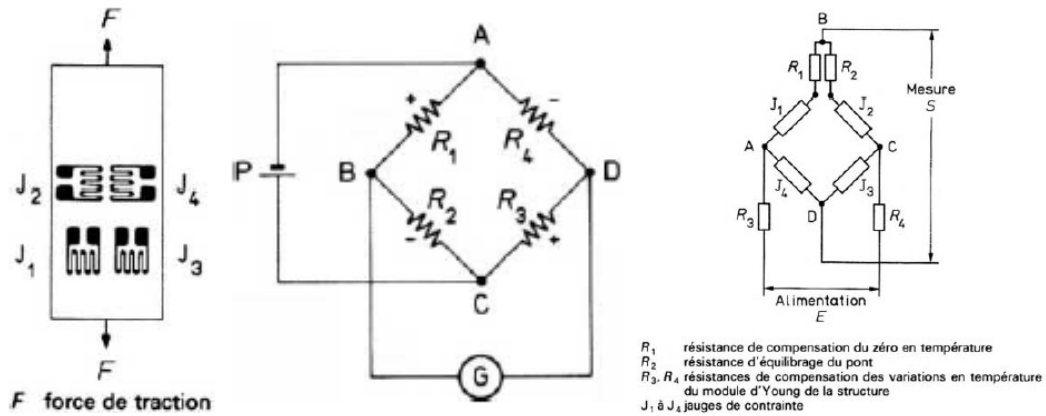


Figure 8 : (a) Placement des jauges de contraintes pour une plaque sollicitée en traction/compression et (b) son câblage en pont de Wheatstone associé, (c) utilisation d'un pont de Wheatstone modifié dans le cadre d'une compensation en température

En plus d'augmenter la précision du dispositif, le pont de Wheatstone permet d'annuler des effets parasites en mettant en opposition deux jauges captant les effets de Poisson ou les effets de température (Figure 8).

E. Applications des technologies à jauges de contrainte

Les applications des jauges de contrainte sont très vastes. Citons notamment :

- Mesure de poids [12]
- Mesure des états des contraintes ou des déformations sur des structures diverses, en chantier ou en laboratoire. Ces mesures peuvent être effectuées en statique ou en dynamique (fréquence cependant assez limitée).
- Mesure des concentrations de contraintes à l'aide des rosettes
- Mesure des contraintes résiduelles
- Mesure des contraintes thermiques

Le domaine des jauges de contrainte est très large en termes d'échelle de mesure (du mg à la tonne) et dépend essentiellement des corps d'épreuves. Pour toutes ces raisons, les jauges de contraintes demeurent la référence en termes de capteur d'effort avec des parts de marché de l'ordre de 80%.

IV. Technologie piézoélectrique

A. Historique et présentation du phénomène

Un matériau piézoélectrique est un matériau aux bornes duquel se forme un champ électrique lorsqu'une force est appliquée à ses extrémités. De même si une tension est appliquée aux bornes de ce même matériau, il se déforme (Figure 9 (a)). Le premier effet est appelé effet piézoélectrique direct et le second effet piézoélectrique inverse. Ces effets ont été découverts par Pierre et Jacques Curie en 1880[13].

Il ne faut pas confondre piézoélectricité et électrostriction. Tous deux concernent des phénomènes électriques mais la piézoélectricité ne se trouve que dans certaines classes cristallines

et est un phénomène d'ordre 1 alors que l'électrostriction se trouve dans tous les matériaux diélectriques et est un phénomène d'ordre 2.

Le phénomène de piézoélectricité peut s'expliquer par la dissymétrie électrique de certaines classes cristallines en particulier celles non centro-symétriques. Ainsi lorsqu'une pression mécanique est appliquée sur deux faces parallèles d'un cristal piézoélectrique, une différence de potentiel électrique se crée entre ces deux mêmes faces (Figure 9).

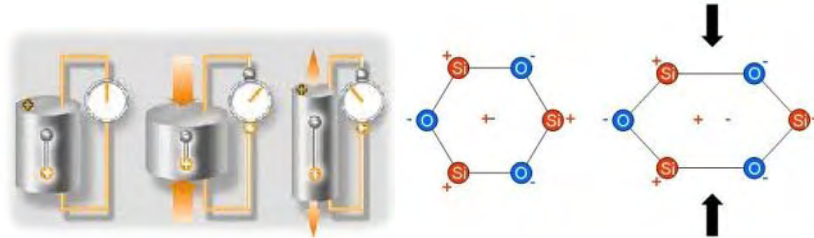


Figure 9 : (a) Manifestation du phénomène de piézoélectricité et (b) son explication théorique: cas de la silice piézoélectrique : SiO₂

Deux équations couplées (pouvant être écrites avec différentes variables en fonction de la situation étudiée) régissent les matériaux piézoélectriques :

$$\begin{cases} S = s^E T + dE \\ D = \epsilon^T E + dT \end{cases} \quad (9)$$

- S : Déformation relative
- D : Déplacement électrique
- T : Contrainte mécanique
- E : Champ électrique
- s^E : Susceptibilité élastique (à champs électrique constant)
- ϵ^T : Permittivité diélectrique (à contrainte mécanique constante)
- d : Matrice des constantes piézoélectriques

Ces équations permettent de lier les parties électriques et mécaniques des matériaux piézoélectriques. Plusieurs formes de ces matériaux existent en modifiant les variables indépendantes. Le coefficient le plus important est le coefficient d qui indique le nombre de charges électriques que fournit le matériau en fonction de la force appliquée.

B. Matériaux

1. Propriétés

Une présentation non exhaustive des principaux matériaux piézoélectriques est présentée dans le Tableau 3.

	SiO ₂ (Quartz)	LiNbO ₃	BaTiO ₃	PVDF	PZT
Permittivité relative ϵ_{33} (\emptyset)	4.5	30	1700	5.5	450
Module d'Young (GPa)	80	2.45	106	1	71
Coefficient de couplage k_{33} (en %)	10	17	52	0.3	60

Masse volumique (kg.m ⁻³)	2650	4640	5700	1760	7500
Coefficient piézoélectrique d ₃₃ (en m.V ⁻¹ ou C.N ⁻¹) x10 ⁻¹²	2.3	6	190	13.6	140
Température de Curie (°C)	573	1210	130	180	350

Tableau 3 : Caractéristiques de certains matériaux utilisés pour piézoélectricité

La première remarque est la relative faiblesse des valeurs des coefficients piézoélectriques. L'exemple suivant est considéré : une tension de cent volts est appliquée aux bornes d'un barreau de PZT d'un centimètre de longueur. Un rapide calcul grâce à l'équation (9) permet d'obtenir la variation de longueur (Tableau 4).

Variation de longueur relative	$S = dE = d \frac{V}{l}$	$S = 1.4 \times 10^{-6} (\emptyset)$
Variation de longueur absolue	$\Delta l = l * S$	$\Delta l = 14 \times 10^{-9} \text{ m} = 14 \text{ nm}$

Tableau 4 : Variation de longueur d'un barreau de PZT de 1 centimètre soumis à une tension de 100V

Les déplacements occasionnés par des tensions domestiques (centaine de volts) atteignent à peine la dizaine de nanomètre ce qui est assez faible, mais présente l'avantage d'une raideur élevée, propriété intéressante lorsque le matériau est utilisé en tant que capteur. En pratique, l'effet piézoélectrique est couplé à d'autres phénomènes comme l'amplification mécanique (ajout de contremasses) et l'utilisation de dispositifs à la fréquence de résonance mécanique. Différents modes de couplages peuvent être utilisés comme des modes de couplage longitudinaux ou de cisaillement.

Les échantillons montrent une grande variation de module d'Young (facteur 100 entre le PVDF et le titane de baryum) ce qui montre la diversité des matériaux piézoélectriques et donc leurs nombreuses applications. Ainsi, les céramiques les plus raides ont un coefficient d'élasticité comparable à celui des métaux utilisés couramment dans l'industrie aéronautique comme l'aluminium (69 GPa).

Les matériaux ayant un module d'Young important sont préconisés car ils garantissent une forte raideur du capteur. Les deux candidats les plus aptes à être utilisés sont le Titano-Zirconate de Plomb (PZT) et le titanate de baryum (BaTiO₃).

2. Limites

➤ Limite en température

Un autre point important à remarquer est la présence d'une température de Curie qui correspond à la température où le matériau piézoélectrique perd ses qualités piézoélectriques dû à la trop grande agitation des molécules. Cette contrainte est très importante car elle limite fortement la température d'utilisation des céramiques piézoélectriques. Typiquement, les températures maximales d'utilisation se limitent à la moitié de la température de Curie.

Le titanate de baryum (BaTiO₃) a une température de Curie relativement faible par rapport au PZT (Tableau 3, dernière ligne), c'est donc ce dernier qui est privilégié.

Les paramètres piézoélectriques sont aussi sensibles à la température et plus particulièrement la permittivité relative qui varie dans un ordre de grandeur de 5×10^{-3} par degré pour les PZT.

➤ Limite en tension

La limite en tension d'une céramique est une limite au niveau du champ électrique. Si le champ électrique imposé dans la céramique est trop fort, la céramique se dépolarise, elle perd donc ses propriétés piézoélectriques. Cette limite s'explique grâce au cycle de polarisation présenté dans la Figure 10.

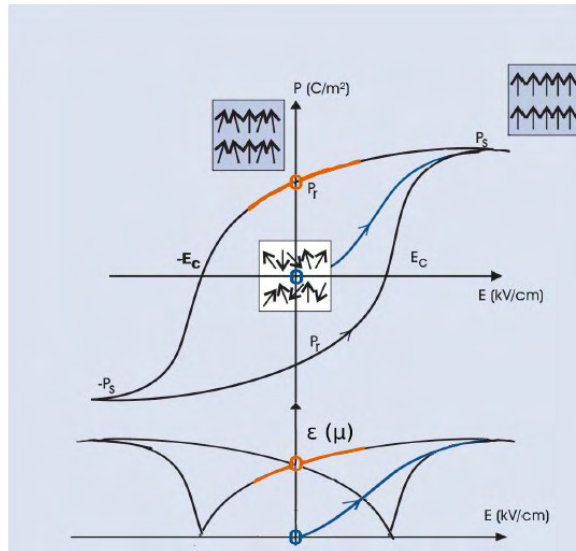


Figure 10 : Cycle de polarisation d'une céramique [14]

Lors de la première polarisation, le champ de polarisation interne de la céramique (noté P) est nul car les dipôles électrostatiques sont répartis aléatoirement dans le matériau Figure 11. Lors d'un cycle de polarisation le matériau passe successivement à sa polarisation maximale ($P=P_s$) puis à sa phase de polarisation rémanente ($P=P_r$).

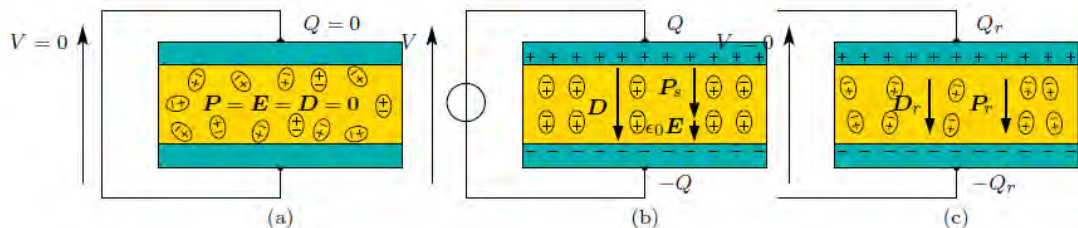


Figure 11 : Différents états d'une pastille piézoélectrique (a) état non polarisé ($P=P_0$), (b) état saturé ($P=P_s$), (c) Pastille après polarisation ($P=P_r$)

Lorsque la céramique est sollicitée, elle travaille dans le « deuxième quadrant » de polarisation, c'est-à-dire le quadrant en haut à gauche. Si le champ électrique imposé dans la céramique dépasse une valeur de champ limite, la céramique se dépolarise et perd son caractère piézoélectrique. Il est alors nécessaire de la polariser de nouveau.

➤ Limite en pression

Il y a deux types de limites en pression. La première est la pression de dépolarisation où le champ électrique interne à la céramique est supérieur au champ de dépolarisation ce qui entraîne une dépolarisation de la céramique. La deuxième limite est la limite mécanique où une pression ou une force trop importante entraîne une détérioration de la céramique. La limite en compression est beaucoup plus importante que la limite en traction (généralement d'un facteur 10) ce qui explique que les céramiques piézoélectriques travaillent généralement sous précontrainte.

C. Applications

La piézoélectricité est utilisée dans de nombreux domaines comme les sonars, les montres ou encore les briquets. Le sonar (Figure 12 (a)) utilise principalement l'effet piézoélectrique inverse : l'application d'un champ électrique alternatif sur le cristal déforme ce dernier ce qui permet de créer des ondes ultrasonores. L'effet direct est utilisé en retour pour analyser le signal reçu.

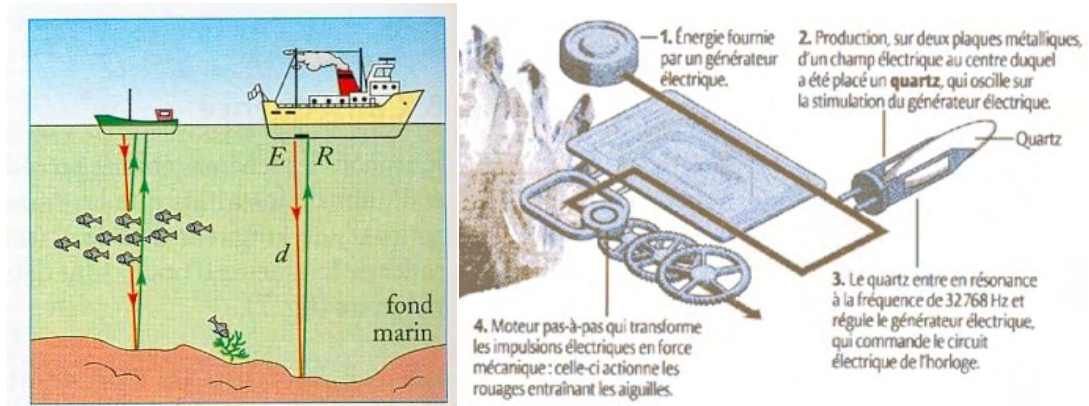


Figure 12 : (a) Utilisation des phénomènes piézoélectriques inverses puis directs dans le sonar et (b) dans une montre à quartz

Les montres à quartz (Figure 12(b)) sont stabilisées en fréquence grâce à l'utilisation d'un quartz piézoélectrique. Le quartz vibre à sa fréquence de résonance qui dépend de sa forme et de sa géométrie, pour plus de précision, le quartz vibre à haute fréquence (32 768Hz). Un circuit électronique diviseur permet d'obtenir une fréquence électrique de 1Hz. Cela permet d'actionner un système d'horlogerie pour les systèmes mécaniques ou de stimuler un circuit électronique pour les affichages digitaux.

Le briquet utilise l'effet piézoélectrique direct : une forte pression de la part de l'utilisateur sur le cristal piézoélectrique crée une tension importante, supérieure à la tension de claquage de l'air. Ce claquage engendre une étincelle près de la sortie de gaz et permet de créer une flamme.

Au niveau des applications actionneurs/capteurs, le moteur piézoélectrique est présent dans les systèmes électromécaniques où l'encombrement est une caractéristique de choix. La technologie utilisée est dite à onde progressive (Figure 13) [15]. Certaines fonctions relatives à cette technologie sont très pratiques dans les applications utilisées :

- Fort couple massique et faible vitesse (plus besoin de réducteur)
- Verrouillage du moteur lorsque l'alimentation est coupée (absence de frein)
- Simplicité d'assemblage et donc bonne intégration au sein de la structure

Néanmoins une application sur la durée est à proscrire car l'usure est rapide et le rendement assez faible dû aux contacts mécaniques (et aux pertes engendrées) nécessaires pour faire tourner le rotor. C'est donc vers les applications intermittentes et de petites dimensions que le moteur piézoélectrique excelle comme dans les portières électriques ou les appareils photos.

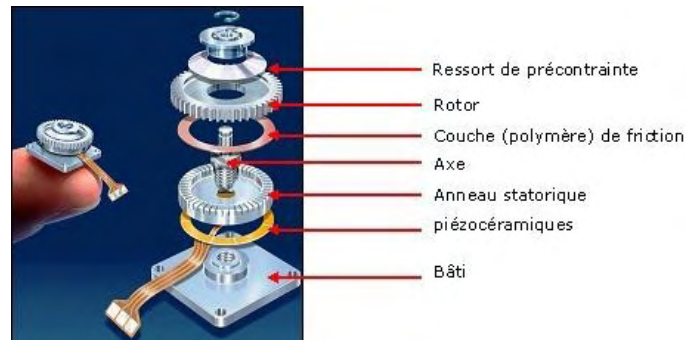


Figure 13 : (a) Constitution d'un moteur piézoélectrique [17]

Piézoélectricité	Application	Exemples
<p>Pouvoir transformer une énergie mécanique en énergie électrique pour les applications utilisant l'effet direct</p> <p>Pouvoir transformer une énergie électrique en énergie mécanique pour l'effet inverse</p>	Générateur haute-tension	<p>Allume-gaz</p> <p>Déclencheur de lance roquette</p> <p>Amorces</p> <p>Transformateurs et génération de plasma</p>
	Emission d'ultrasons et transducteur des sons dans l'air, dans les solides et dans les fluides	<p>Sonars</p> <p>Soudure</p> <p>Usinage et décollement de films minces (quelques centaines de microns)</p> <p>Micro-dispersion des fluides</p> <p>Contrôle non destructif</p> <p>Nettoyage de surface</p> <p>Soins dentaires</p> <p>Pulvérisation des calculs rénaux</p> <p>Imagerie médicale (échographie)</p> <p>Microphones de téléphones et hydrophones</p> <p>Enregistreur de pulsation</p> <p>Buzzer, Sirène</p>
	Capteurs et actionneurs	<p>Tête d'impression des imprimantes "jet d'encre"</p> <p>Asservissement en tension dans l'industrie du textile</p> <p>Mesure de pression artérielle</p> <p>Actionneur de soupape</p> <p>Jauges de dureté, de contraintes</p> <p>Commande de petits mouvements en mécanique</p> <p>Actionneurs pour le positionnement précis de miroirs</p> <p>Moteurs</p>

Tableau 5 : Récapitulatif des applications des céramiques PZT [15]

Le Tableau 5 dresse une liste des différentes utilisations des céramiques PZT. En dépit des inconvénients cités ci-dessus, les domaines d'application des céramiques piézoélectriques sont très larges.

D. Limites en tant que capteurs

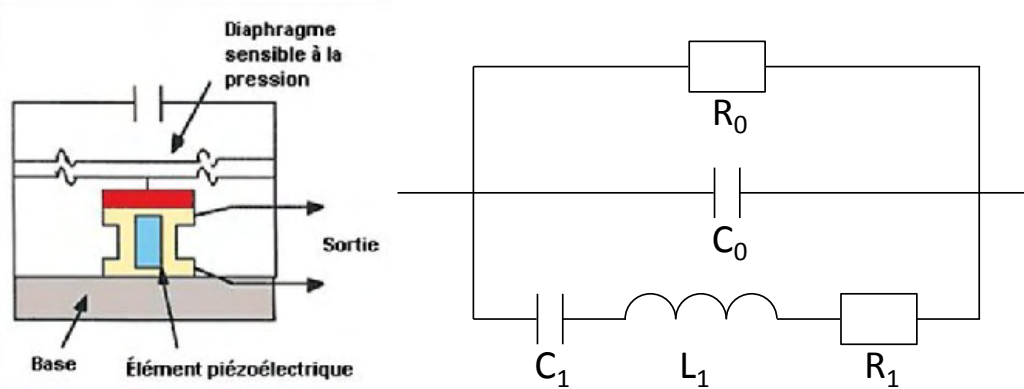


Figure 14 : (a) Principe d'un capteur de pression piézoélectrique, (b) Schéma électrique d'une céramique piézoélectrique

Les capteurs de force ou de pression piézoélectriques actuels utilisent l'effet piézoélectrique direct. Ils sont robustes et bien intégrés dans un dispositif (Figure 14(a)). Ils sont très sensibles aux hautes fréquences [16].

L'utilisation de capteurs de force à base de matériaux piézoélectriques est problématique au niveau des dynamiques basses fréquences ($<1\text{Hz}$). En effet un matériau piézoélectrique n'est pas idéal et possède une résistance interne R_0 comme le montre le schéma électrique d'une céramique piézoélectrique Figure 14(b). Lorsqu'une force est appliquée sur le cristal piézoélectrique, celui-ci se déforme ce qui crée une variation de tension à ses bornes. Mais les charges se dissipent au cours du temps si le cristal n'est pas sollicité ce qui entraîne une diminution de la tension. A contrario les capteurs piézoélectriques sont très raides et peuvent donc suivre des dynamiques rapides.

Ce problème de dynamique basse fréquence entraîne un autre problème, à savoir la sensibilité du système aux microcoupures électriques. Bien que ce problème soit inhérent à tout type de réseaux électriques, c'est un point particulièrement critique au niveau des réseaux embarqués où le réseau est moins stable que le réseau domestique. Une microcoupure engendre une remise à zéro des capteurs au niveau de la mesure de force statique car les charges ne varient pas, alors qu'une force statique peut être appliquée sur le capteur.

Ces deux problèmes doivent être pris en compte si la solution préconisée s'oriente vers une solution à base de technologie piézoélectrique.

V. Capteurs magnétostrictifs ou magnéto-élastiques

A. Définition

Le terme de magnétostriction est un terme générique qui regroupe un grand nombre de phénomènes qui mêlent magnétisme et variation des propriétés mécaniques d'un matériau. Comme le montre la Figure 15, il est impropre d'utiliser le terme de magnétostriction qui regroupe à la fois les phénomènes de magnétostriction mais aussi de piézo-magnétisme (analogiquement avec l'électrostriction et la piézoélectricité).

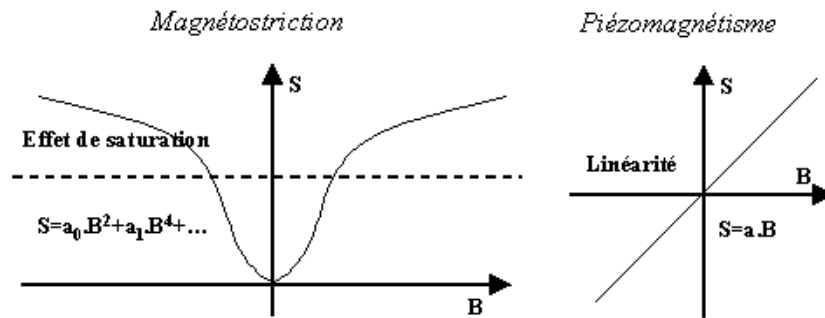


Figure 15 : Différences entre magnétostriction et piézomagnétisme

Les manifestations de la magnétostriction (Figure 16(a)) les plus évidentes sont les bruits et vibrations qu'émettent les transformateurs ou les inductances lorsqu'ils sont branchés sur le réseau électrique. Les tôles ferromagnétiques constitutives des transformateurs et des moteurs électriques vibrent à la fréquence du réseau, c'est-à-dire à 50Hz ce qui est bien audible.

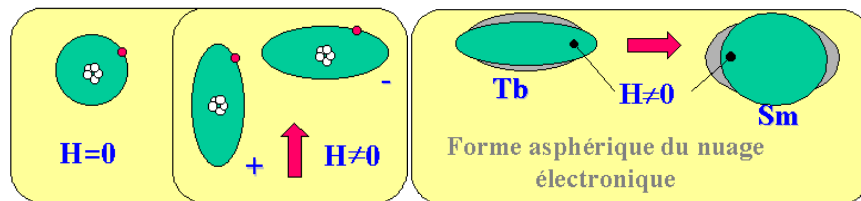


Figure 16 : (a) Magnétostriction positive et négative : Représentation de la déformation du nuage électronique de l'atome sous l'effet d'un champ magnétique H [18], (b) Forme des nuages électroniques 4f de quelques terres

B. Présentation du phénomène

Deux causes peuvent être évoquées au niveau atomique pour expliquer ces effets. Il s'agit tout d'abord de la répartition du nuage électronique et de la direction de facile aimantation [19].

Lorsque les caractéristiques physiques et chimiques des matériaux sont totalement définies, l'état magnétique du matériau l'est lui aussi, de ce fait il existe un couplage magnéto-élastique au sein du matériau [20]. La configuration physique du matériau définit un nuage électronique (Figure 16(b)) de la structure qui est non sphérique dû à l'hétérogénéité des différents composants. De plus ce nuage électronique tourne sur lui-même, il influe donc sur la position des ions constitutifs de la structure en les attirant ou en les repoussant. Ce nuage sensible au champ magnétique explique les variations de propriétés mécaniques qu'occasionne la mise en place d'un champ magnétique.

Les matériaux magnétiques sont constitués de petits domaines magnétiques orientés aléatoirement appelés domaines de Weiss [21]. Ils sont généralement orientés au sein du matériau pour minimiser l'énergie magnétique, c'est-à-dire en refermant au maximum les champs magnétiques à l'intérieur du matériau. Lorsqu'un champ magnétique est appliqué sur un matériau magnétique ses domaines de Weiss s'alignent sur ce champs extérieur, et le matériau se « polarise » magnétiquement. Les domaines de Weiss ont donc tendance à « tourner » pour s'aligner avec le champ ce qui occasionne une réorganisation interne et crée donc un réarrangement mécanique de la structure. Ce phénomène contribue à modifier les paramètres géométriques du matériau magnétique en fonction du champ magnétique appliqué sur la structure.

Les équations régissant les phénomènes magnétostrictifs [22] sont analogues aux équations piézoélectriques :

$$\begin{cases} S = s^H T + dH \\ B = dT + \mu^T H \end{cases} \quad (10)$$

- S : déformation relative
- T : Contrainte mécanique
- H : Excitation magnétique
- B : Champs magnétique
- s : Susceptibilité élastique
- μ : Permittivité diélectrique
- d : Matrice des coefficients piézomagnétiques

Le terme piézomagnétique démontre bien la similitude entre les effets magnétostrictifs et les effets piézoélectriques.

C. Effet Joule magnétique et matériaux

Le terme d'effet Joule rend compte ici d'un phénomène magnétostrictif et non pas de l'échauffement d'un conducteur. Même si la quantité de phénomènes observés en magnétostriction peu avoir de l'intérêt, seuls l'effet Joule longitudinal [23] et l'effet Joule inverse ou effet Villari [24] sont étudiés. La terminologie est la même que dans la piézoélectricité : l'application d'une pression sur le matériau magnétique implique une variation de polarisation magnétique, c'est l'effet Joule direct ; de même une variation de polarisation implique une variation des paramètres mécaniques, c'est l'effet Joule inverse.

L'effet Joule a été découvert en 1842 par James Prescott Joule qui a donc donné son nom sur ce phénomène, d'ailleurs tous les effets magnétostrictifs ont le nom des scientifiques qui les ont mis en apparence. Comme toutes les découvertes nouvelles, les premières années de la découverte des effets magnétostrictifs n'ont rien donné, surtout les matériaux utilisés (principalement des alliages de fer, cobalt, chrome et nickel) ont des effets magnétostrictifs relativement faibles. Une longue période de maturation a été nécessaire pour utiliser industriellement ou massivement les propriétés magnétostrictives de ces matériaux dans l'élaboration de sonar ou de transducteur. Malheureusement cette technologie se fait supplanter par la technologie piézoélectrique dans les années 1940 qui voit l'émergence des pérovskites au sein de cette dernière technologie.

Pour mesurer la magnétostriction d'un matériau on utilise le coefficient de magnétostriction à saturation dont la définition est la suivante :

$$\lambda_s = \frac{2}{3} (\lambda_{\parallel} - \lambda_{\perp}) \quad (11)$$

En effet, la longueur « initiale » du barreau magnétique est inconnue. Ainsi deux états magnétiques caractérisent le matériau. Le premier état est la saturation magnétique où le coefficient de variation de longueur est λ_{\perp} . La longueur à saturation longitudinale est quantifiée par le coefficient λ_{\parallel} . λ est le rapport entre la longueur après transformation et la longueur « à vide ».

Dans les années 1970, un matériau particulièrement performant apparaît, il s'agit du terfenol-D [25] qui est un alliage de fer et de terre rare. Pour donner des comparaisons, il a un pouvoir de magnétostriction 25 fois supérieur au meilleur métal. Le Tableau 6 donne quelques

propriétés de magnétostriction des différents matériaux utilisés. Le terfénol-D est donc qualifié de matériau à magnétostriction géante. Cette découverte permet un regain d'intérêt pour cette technologie. Elle est maintenant en compétition avec la technologie piézoélectrique pour beaucoup d'applications similaires.

Matériau	$\lambda_s (10^{-6})$	$T_c (K)$	$B_{sat} (T)$
Fer (Fe)	-9	1043	2.16
Nickel (Ni)	-36	631	0.63
Cobalt (Co)	-62	1403	1.72
Permalloy 45 (Fe, Ni0.45)	+27	713	1.6
Permendur 49 (Fe0.49, Co0.49, V0.02)	+70	1250	2.34
TbFe2	+1750	698	1.1
Terfénol-D (Tb0.3, Dy0.7, Fe2)	+1500	653	1
Galfenol (Fe0.81, Ga0.18)	+350	948	1.6

Tableau 6 : Comparaison de différents matériaux utilisés pour la magnétostriction [26]

D. Applications [27]

Du fait de la rude concurrence des matériaux piézoélectriques qui assument grosso modo les mêmes fonctions que les matériaux magnéto-élastiques, les applications de la magnétostriction sont limitées et restent dans le domaine de l'actionneur et du capteur. La plupart des utilisations de la magnétostriction utilisent le mouvement longitudinal d'un barreau de Terfénol-D pour réaliser des sonars [28], des moteurs linéaires inchworm(Figure 17(a)) [29]ou des moteurs à mouvement rotatif fort couple utilisant là aussi le mouvement inchworm(Figure 17(b)) [30]. Le mouvement Inchworm rappelle le déplacement d'un ver et consiste en un mouvement de va et vient pour bloquer et actionner des pièces mobiles.

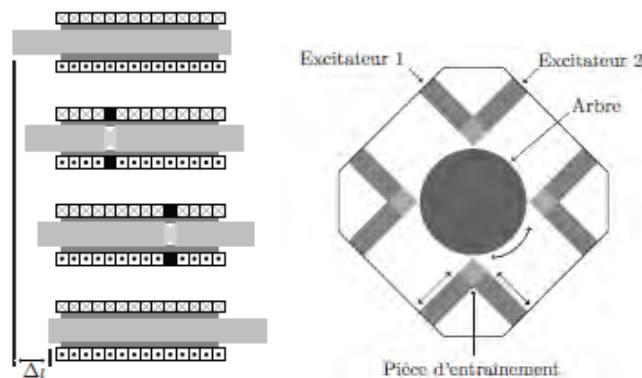


Figure 17 :(a) Moteur linéaire de Kiesewetter, (b) Moteur rotationnel magnétostrictif

Au niveau du grand public, le soundbug [31] est un dispositif à base de Terfénol-D qui transforme toute surface solide en haut-parleur. Le système est en fait un amplificateur mécanique qui transforme les ondes d'un vibreur à l'air ambiant ce qui génère du son.

Le domaine qui nous intéresse le plus est le domaine des capteurs comme les capteurs de position et de couple [32]et tout particulièrement les capteurs de pression [33]et de force. Ces capteurs sont bien étudiés et certains sont même commercialisés. Pour le capteur de force développé par Cédric (Figure 18) [34], l'application visée est le génie civil avec une possibilité d'implanter les capteurs dans les haubans des ponts suspendus.

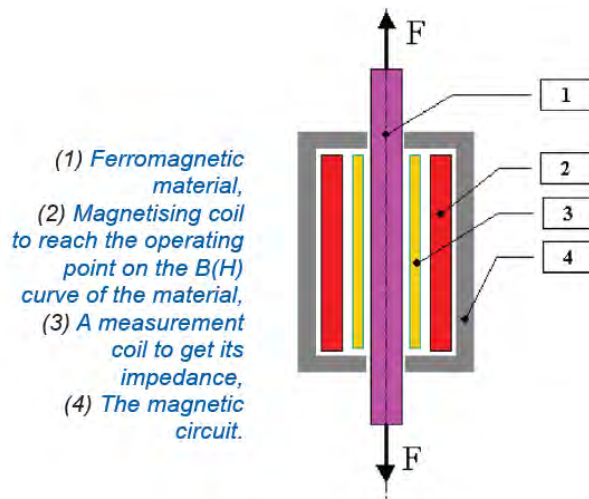


Figure 18 : Capteur de force magnétostrictif développé par Cédrat

Le principe de la mesure est tout simple. La perméabilité du matériau varie en fonction de la contrainte appliquée. Elle varie toutefois d'une manière extrêmement non linéaire (Figure 19(a)) ce qui implique que le capteur a une plage de fonctionnement limitée qu'il convient d'adapter en appliquant une précontrainte sur le barreau.

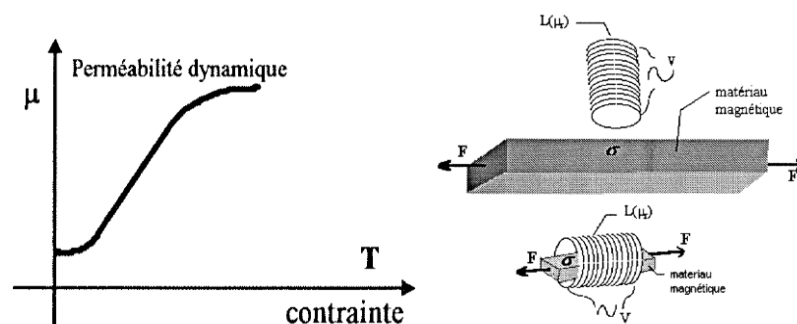


Figure 19 : (a) Diagramme contrainte – Perméabilité magnétique d'un acier, (b) Positionnement de la bobine pour capter la variation de perméabilité du matériau magnétique

La polarisation magnétique se mesure grâce à l'apparition furtive d'un courant induit dans la bobine ; cela revient à observer l'impédance électrique du système exciteur (une bobine située autour ou à côté du matériau ferromagnétique, voir Figure (b)).

Les résultats de ce prototype sont prometteurs au niveau de la précision et des perturbations magnétiques. Quelques problèmes subsistent avec la température avec laquelle le système est très sensible. De plus, le système nécessite un exciteur encombrant, consommant de l'énergie tout au long de la mesure. En effet, pour rester sur une zone de fonctionnement linéaire, il est nécessaire d'appliquer une excitation statique constante (Figure 20).

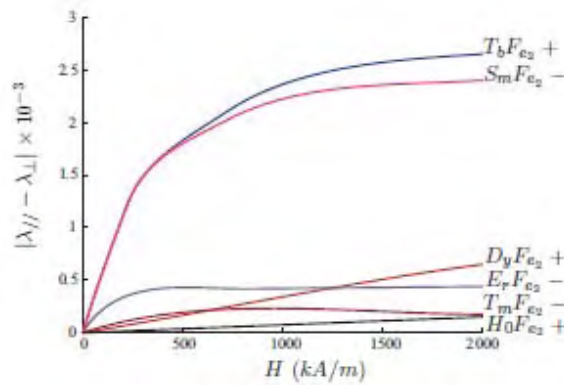


Figure 20 : Diagramme excitation magnétique - coefficient de magnétostriction de différents matériaux

E. Limites en tant que capteur

Un capteur magnétostatique possède plusieurs limitations. La première concerne le système d'excitation qui augmente considérablement la taille du capteur. La partie active du capteur paraît bien intégrée mais le système d'excitation magnétique (souvent constitué de bobines) se situe autour de la pièce active comme le montre la Figure 19 (b).

Une seconde limite est plus globale car elle concerne l'environnement général du capteur et surtout son environnement magnétique. Le capteur est conçu pour être utilisé dans un environnement aéronautique sévère et risque donc d'être perturbé notamment au niveau magnétique. Si la solution magnétique apparaît comme une solution viable pour être intégrée à l'aéronef, les problèmes de CEM ne doivent pas être négligés.

VI. Comparaisons piézoélectricité – magnétostriction

Historiquement, le phénomène de magnétostriction (1848) a été découvert avant la piézoélectricité (1880). Ces phénomènes sont découverts avec les travaux liés à l'électricité sur des matériaux conducteurs simples comme les métaux purs (Fer, Nickel...) pour la magnétostriction et des semi-conducteurs (quartz) pour la piézoélectricité. Mais c'est la découverte de phénomènes à basse température et la mise au point de nouveaux matériaux (terres rares) qui ont permis l'exploitation de ces deux phénomènes. Le terbium et le dysprosium sont des terres rares qui entrent dans l'élaboration du Terféol-D [35], matériau phare des phénomènes magnétostrictifs. Les pérovskites, exploitées avant les terres rares, constituent les matériaux piézoélectriques les plus intéressants à l'heure actuelle. Ainsi, même si elle a été observée en premier, la magnétostriction a moins de maturité que la piézoélectricité.

Actuellement les mines de terres rares se trouvent principalement en Chine [36] ce qui diminue l'exportation de ces matériaux, devenus si stratégiques pour l'industrie et la défense. Cela se traduit par une augmentation astronomique du prix de ces matériaux avec l'exemple du dysprosium [37]. Le prix de ce métal est passé de 10€ le kilo en 2003 à 320€ le kilo en 2011. Les matériaux piézoélectriques sont eux moins chers car ceux sont des minéraux plus faciles à trouver.

La Figure 21 montre la classification des technologies d'actionneurs (analogue aux capteurs) en fonction des caractéristiques force-vitesse. Les technologies ayant les densités d'énergie les plus importantes concernent les technologies électro-actives à base de céramiques piézoélectriques ou magnétostrictives.

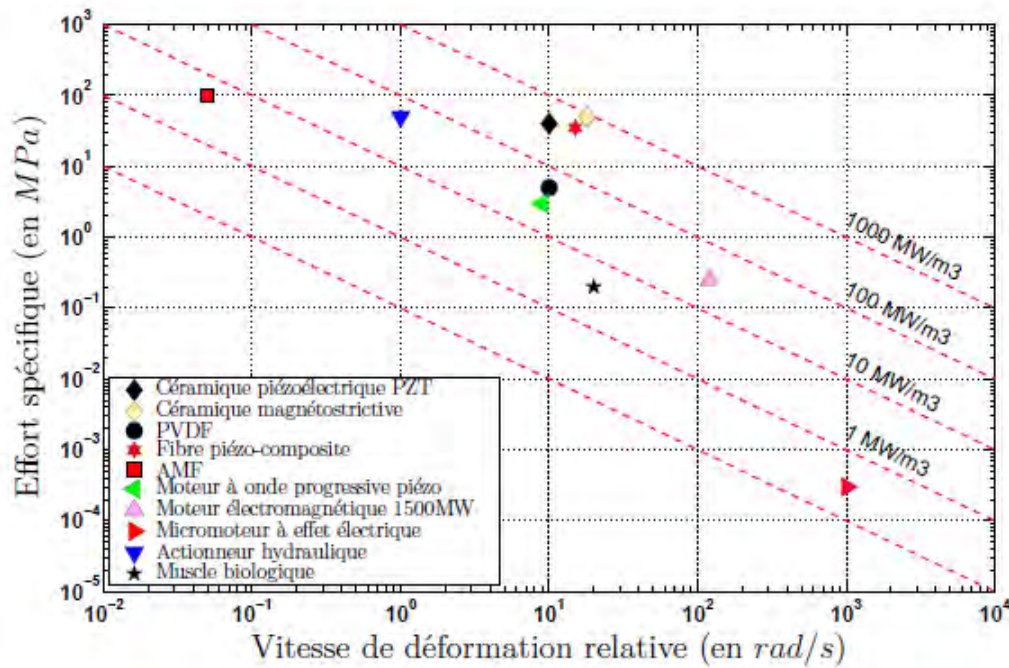


Figure 21 : Classement des actionneurs par technologie [38]

Le Tableau 7 montre une comparaison des propriétés physiques des deux technologies. La limitation en fréquence des matériaux magnétostrictifs provient des courants de Foucault importants lors de la montée en fréquence. Il faut dès lors surveiller étroitement la température du système qui peut varier et approcher la température de Curie. Ce problème peut être contourné en fabriquant des barreaux ferromagnétiques avec un assemblage de tôles ou à l'aide d'un frittage, mais les tenues mécaniques s'effondrent et surtout le coût de revient devient important.

Performances	Matériaux piézoélectriques (PZT)	Matériaux magnétostrictifs (Terfénol-D)
Mécaniques	Module d'Young : 100 GPa Densité : 7600 kg.m ⁻³ Déformations relatives : 0.16% Pression maximale : 80MPa en traction 600MPa en compression Bande passante : 0 – 1 GHz Hystérésis : 10 %	Module d'Young : 30 GPa Densité : 9250 kg.m ⁻³ Déformation relative : 0.12 % Pression maximale : 30MPa en traction 700MPa en compression Bande passante : 0 -50 kHz Hystérésis : 2%
Electrique	Densité d'énergie : 100 kJ.m ⁻³ Champ électrique maximal admissible : 2kV.mm ⁻¹ Facteur de couplage : 0.5 Résistivité : 10 ¹⁰ Ω.m Permittivité relative : 1500	Densité d'énergie : 25 kJ.m ⁻³ Champ magnétique maximal admissible : 100kA.m ⁻¹ Facteur de couplage : 0.75 Résistivité : 5.8 10 ⁹ Ω.m Perméabilité relative : 5
Thermiques	Température de Curie : 300°C Température d'utilisation : -20°C / +200°C Conductivité thermique : 1.2 W.m ⁻¹ .K ⁻¹	Température de Curie : 400°C Température d'utilisation : -20°C / +180°C Conductivité thermique : 13.5 W.m ⁻¹ .K ⁻¹

Tableau 7 : Comparaison céramiques PZT / Terfénol - D

Quelques propriétés n'apparaissent pas dans le tableau, à savoir la plus grande déformation des matériaux magnétostrictifs à faible champ par rapport aux matériaux piézoélectriques. C'est la contre partie de la linéarité des matériaux piézoélectriques.

La commande des matériaux magnétostrictifs se fait en courant ce qui fait que la contrainte en tension est relativement faible comparée à la technologie piézoélectrique. En effet, les charges inductives sont mieux tolérées que les charges capacitives au niveau des alimentations électriques.

Autant de simples électrodes suffisent à alimenter les céramiques piézoélectriques, autant il faut mettre en place un système de champs magnétiques pour activer le matériau magnétostrictif à savoir la mise en place d'une bobine autour du barreau. De plus ce dernier doit être magnétisé ce qui implique la mise en place d'une composante continue au sein de la bobine avec les inconvénients qui l'accompagnent.

La sensibilité thermique et chimique des matériaux magnétostrictifs assez important comparée au PZT.

Il y a donc beaucoup d'inconvénients à utiliser des systèmes magnétostrictifs par rapport à l'utilisation de matériaux piézoélectriques, cela peut donc expliquer l'intérêt de ces derniers vis-à-vis de la technologie présentée dans cette partie.

VII. Capteur à onde acoustique de surface ou Surface Acoustic Wave (SAW)

Lors de la présentation des matériaux piézoélectriques, l'onde mécanique traversait tout le matériau piézoélectrique pour activer un barreau par exemple. Ces dispositifs sont qualifiés de dispositif BAW pour Bulk Acoustic Wave [39]. Contrairement aux BAW, les SAW ou ondes acoustiques de surface n'utilisent qu'une partie du substrat piézoélectrique.

A. Principe

Les filtres et résonateurs SAW exploitent les ondes de surface de type ondes de Rayleigh [40]. Ces ondes mécaniques agissent dans le plan sagittal. Elles ont une composante longitudinale et verticale de cisaillement qui de part leurs couplages, permettent d'être très sensibles aux perturbations mécaniques du substrat. D'autres types d'ondes peuvent aussi être utilisés comme par exemple les SSBW (Surface-Skimming Bulk Wave) qui sont en fait des ondes de cisaillement en volume, se déplaçant près de la surface [41], ou encore les pseudo-ondes de surface ou « Leaky Wave » (ondes à pertes), identifiées pour la première fois en 1967 [42].

Les résonateurs SAW sont sensibles aux :

- déformations du substrat qui modifient la longueur du chemin des ondes donc leur fréquence ou leur déphasage
- changements de propriété mécanique du substrat (variation de module d'Young, de masse volumique, donc de vitesse du son)
- changements des caractéristiques de l'onde émise comme un changement de type d'ondes émis par le transducteur

Les capteurs SAW exploitent donc les défauts des résonateurs SAW grâce à leurs sensibilités à diverses sollicitations de l'environnement [43]. Les premiers capteurs SAW réalisés en 1975 par Teeder [44] sont des capteurs de pression. Ce dernier ressemble beaucoup aux premiers résonateurs SAW réalisés par White en 1965 [45].

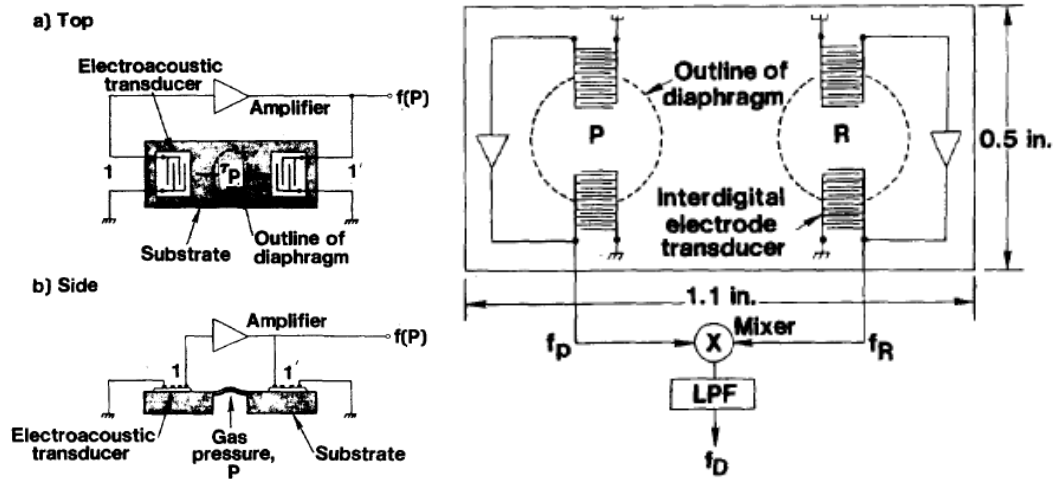


Figure 22 : (a) Premier capteur de pression SAW réalisé par Teeder [44], (b) Structure différentielle de deux résonateurs SAW utilisés pour la compensation de la température [44]

La Figure 22(a) détaille la constitution du capteur de pression SAW. La partie sensible est située entre la partie réceptrice et la partie émettrice. Lorsque la pression P du gaz est différente de la pression extérieure, la partie sensible se déforme, ce qui crée une différence de chemin parcouru et change donc les paramètres du substrat. La variation de temps de propagation t_p occasionnée est proportionnelle à la pression exercée sous la membrane.

Un capteur doit être sélectif, c'est-à-dire qu'il ne doit être sensible qu'à la seule variable choisie, à savoir la pression. Or la température est une variable environnementale agissant directement sur les performances du capteur. Pour limiter l'influence de la température une structure différentielle a été utilisée : deux capteurs sont impliqués dans la mesure. Le premier capteur, SAW est disposé normalement comme montré dans la Figure 22 (a), alors que le deuxième capteur est un témoin uniquement sensible à la température (Figure 22 (b)). Les résultats montrés en Figure 23 sont satisfaisants au niveau de la résolution, de la précision et de la linéarité.

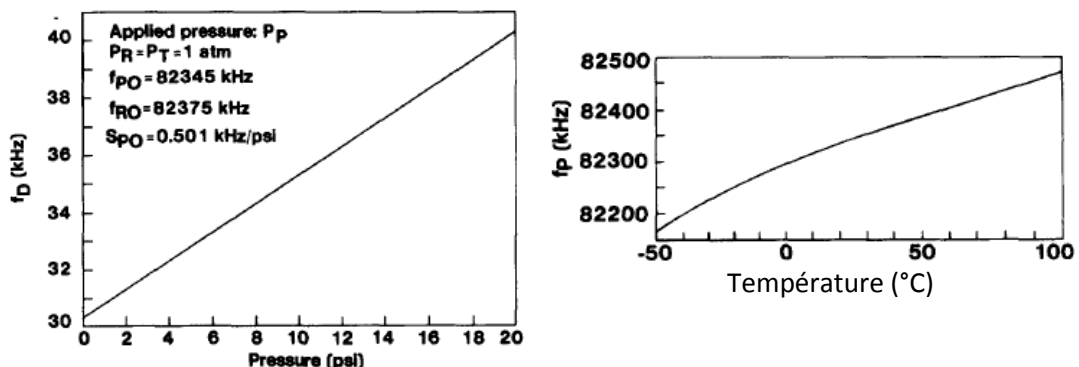


Figure 23 : Résultats expérimentaux obtenus avec le capteur de Teeder: (a) fréquence différentielle (f_D) en fonction de la pression, (b) fréquence de résonance en fonction de la température

B. Domaines d'utilisation des capteurs SAW

A la suite des travaux engagés par Cullen[44], les capteurs SAW ont été employés et adaptés dans beaucoup de domaines d'utilisation. Cette partie dresse un état de l'art des différents capteurs à technologie SAW utilisés actuellement.

1. Capteur mécanique

Cette catégorie regroupe tous les capteurs de pression, couple ou force.

Les capteurs de pression sont bien connus car ils ont été historiquement les premiers à être développés [44]. Les capteurs SAW ont l'avantage d'être miniatures et peuvent être implantés n'importe où grâce à la technologie wireless qui leur permet d'être interrogés à distance. Une première application [46] est la mise en place d'un capteur de pression pour pneu (Figure 24 (a) (b)). Cette utilisation grand public indique bien la maturité de ce type de capteur.

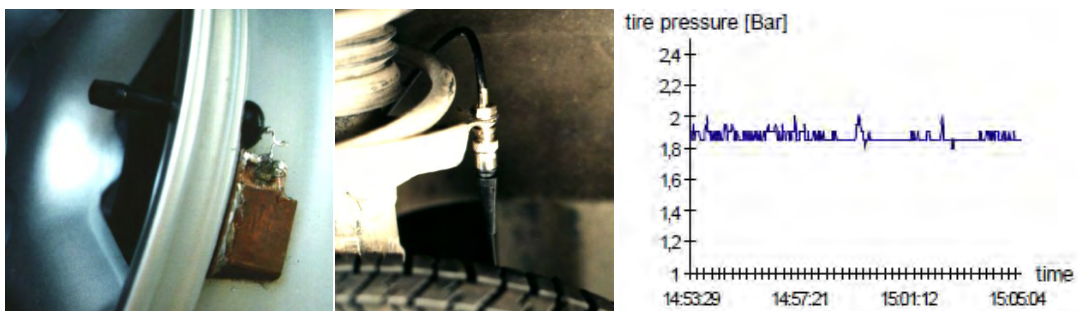


Figure 24 : (a) Le capteur SAW est intégré à la jante du véhicule et (b) interrogé grâce à une antenne fixée sur la suspension du véhicule, (c) Réponse du capteur de pression SAW en conditions réelles

Le capteur est situé sur une partie « tournante » donc assez difficile d'accès. Un ensemble collecteur balais pourrait assurer l'alimentation permanente du capteur ainsi que l'acquisition de la donnée mais ce dispositif serait sensible à l'environnement extérieur.

Les résultats en conditions réelles montrés dans la Figure 24 (c) sont bons sachant que les tests ont été menés en condition hivernale (présence de neige). Les sauts de pression sont dus aux coups de freins et aux virages pris un peu forts. La technologie, en plus de pouvoir être implantée en environnement sévère, est à faible coût ce qui permet d'appliquer cette technologie sur des objets grands publics comme l'automobile.

Une autre sorte de capteur est un capteur de pression sanguine intraveineuse [47]. Néanmoins la taille du capteur due à l'antenne est problématique. En effet la fréquence d'utilisation est de 434MHz où l'antenne est trop grande pour être implantable. L'utilisation d'une fréquence de 2.4Ghz n'est pas compatible avec cette application due à une atténuation du signal radiofréquence trop importante.

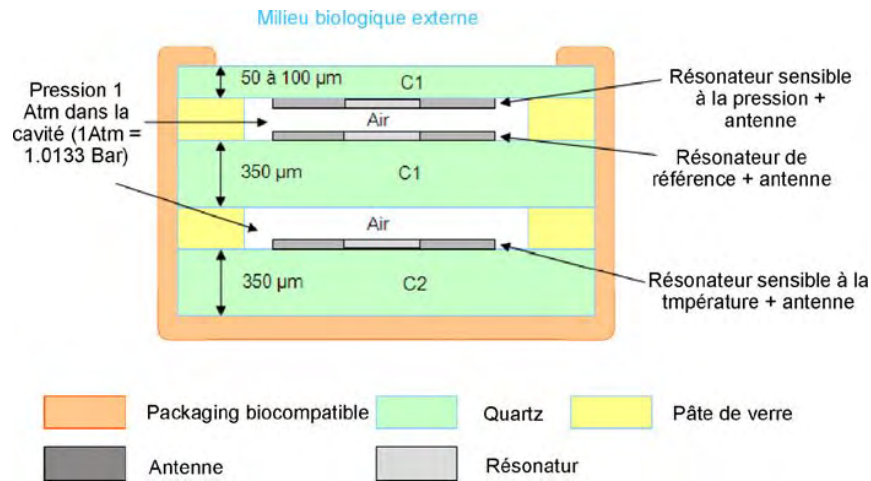


Figure 25 : Schéma en coupe d'un capteur de pression et de température

La Figure 25 détaille la constitution du capteur biologique avec une utilisation conjointe de trois cellules SAW dont un résonateur de référence, un capteur de température et un capteur de pression.

Les capteurs de couples [48] ou de force [49] basés sur les SAW sont désormais monnaie courante dans le monde industriel. Des exemples d'applications sont donnés dans la Figure 26.



Figure 26 : (a) Capteur de couple constitué de capteurs SAW disposés en équerre pour annuler les effets de température, (b) Jauge de contrainte à technologie SAW (dimensions en µm)

2. Capteur de température

Des capteurs de température de type SAW sont industriellement disponibles chez des fournisseurs comme sensor [49] qui dispose par ailleurs d'un capteur de température cryogénique avec une plage d'utilisation de 77K à 320K (-196°C à 47°C). Des capteurs SAW mesurant de hautes températures (400°C) sont aussi utilisés. Ces capteurs sont basés sur le LiNbO_3 (Lithium Niobate) [50] et le $\text{La}_3\text{Ga}_5\text{SiO}_{14}$ (Langasite) [51] qui sont très sensibles à la température.

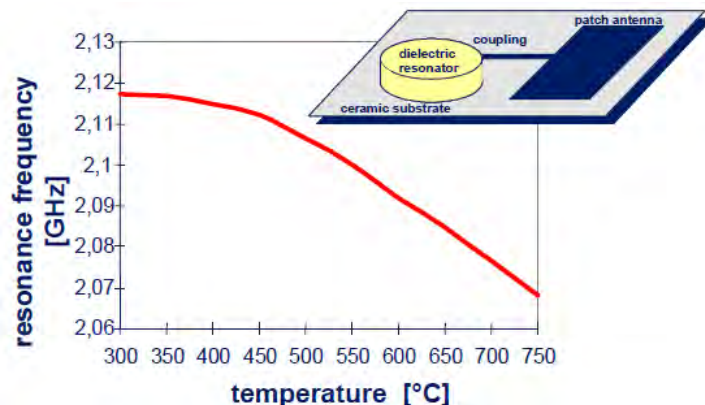


Figure 27 : Réponse typique d'un capteur de température basé sur la technologie SAW

3. Capteurs d'éléments sensibles

Ces capteurs regroupent les détecteurs de produits gazeux ou liquides. Ils ont comme contraintes d'être sélectifs à une seule espèce chimique. Ces capteurs agissent comme des microbalances en mesurant la masse d'espèce chimique se déposant sur le substrat comme le montre la Figure 28.

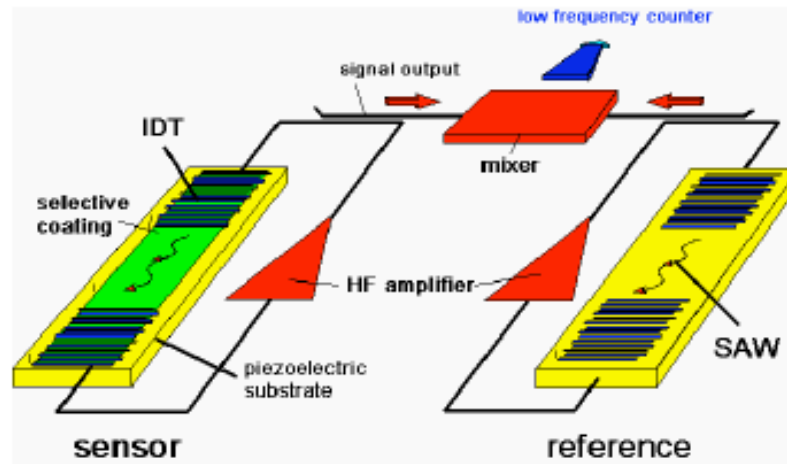


Figure 28 : Principe d'un capteur chimique SAW utilisé en mode différentiel. La zone sensible à l'élément chimique est appelé sélective coating

Le premier capteur de ce genre est tout simplement un capteur d'humidité ou capteur de vapeur d'eau. Le capteur présenté en Figure 29 est la base des différents capteurs chimiques qui fleurissent actuellement car il permet de bien vérifier la variation de phase ou de fréquence d'un substrat soumis à un gaz particulier.

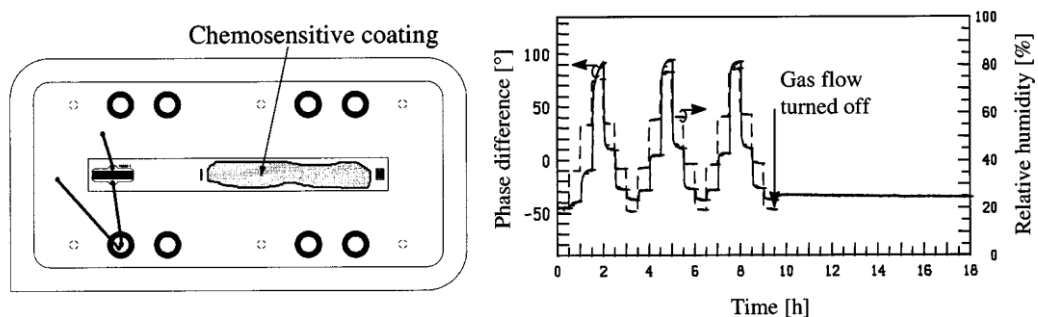


Figure 29 : Capteur d'humidité présenté par Fichrauer [52]

Les capteurs chimiques actuels sont développés à travers des matrices permettant de corréler plusieurs substrats afin d'alimenter différents résonateurs. Ceci permet d'identifier un grand nombre d'espèces chimiques [53]. Bien que ce principe ne soit pas nouveau, il reste toutefois efficace. Il était d'ailleurs utilisé dans les dispositifs antérieurs aux SAW, c'est-à-dire les résonateurs à quartz.

VIII. Spécifications et choix de la technologie utilisée

Le capteur est bien intégré au sein de la chaîne d'effort d'après la Figure 4. Mais, pour pouvoir choisir la technologie la plus à même de répondre aux exigences de l'avionneur il convient tout d'abord de bien connaître ses spécifications. Les caractéristiques principales de ces dernières sont données dans le Tableau 8.

Etendue de mesure (EM)	+/-150	N
Tenue mécanique maximale	+/-4000	N
Raideur minimale	$9 \cdot 10^6$	N.m^{-1}
Dérive du zéro	+/- 0.9%	EM
Hystérésis	+/- 0.15%	EM
Erreur de linéarité	+/- 0.2%	EM
Tension d'alimentation	5 +/- 5%	VDC
Tension de sortie	0 à 5	VDC
Redondance	3	/
Masse maximale	0.4	kg
Température d'utilisation	-45 à +70	°C

Tableau 8 : Spécifications principales à considérer pour l'application visée

Hormis les erreurs devant être très faibles, la raideur minimale joue un rôle important dans le choix de la technologie justifiant de s'intéresser à des technologies différentes des jauges de contraintes utilisées classiquement. Si les jauges de contraintes sont implémentées en série avec l'effort à mesurer, les capteurs piézoélectriques et magnéto-élastiques utilisent un corps d'épreuve directement implémentable sur la biellette. Cette différence d'implémentation justifie une plus faible raideur des jauges vis-à-vis des technologies électro-actives.

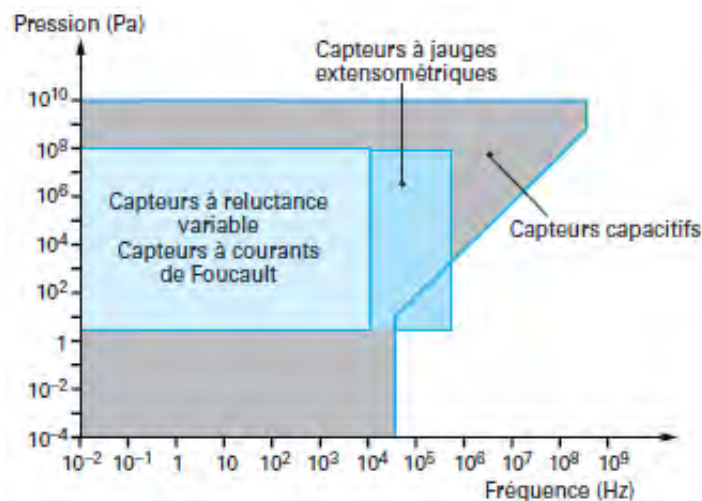


Figure 30 : Capteurs de pression à membrane

La Figure 30[39] illustre la variété de technologies utilisées pour mesurer une pression. Il convient de préciser qu'une pression fait plutôt référence à un fluide tandis qu'une force se rapproche d'un solide ce qui limite le nombre de technologies utilisables. La solution à capteurs capacitifs qui apparaît à première vue comme la solution idéale, n'est pas utilisable en tant que telle car elle se limite uniquement à la mesure de pressions dans un fluide. La membrane sert préférentiellement à mesurer un effort de pression. Ce sont donc les solutions à éléments sensibles qui sont privilégiées.

Les solutions à jauge de contrainte sont assez universelles comme l'atteste la Figure 31 car utilisables dans une grande gamme d'effort et de fréquence hormis pour les très faibles pressions.

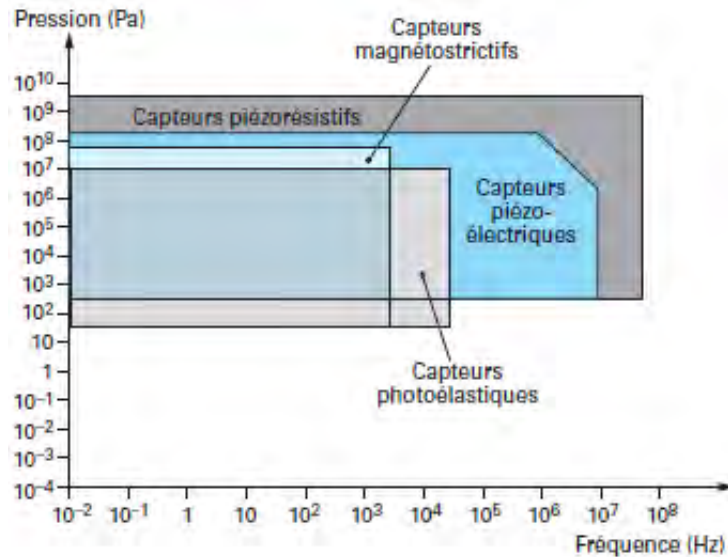


Figure 31 : Capteurs de pressions à éléments sensibles

Le but de cette thèse est d'analyser d'autres solutions que les solutions à jauges ayant une raideur compatible avec l'application visée. Ces solutions concernent essentiellement des solutions électro-actives. Sachant que les solutions magnéto-élastiques sont plus lourdes que leur équivalent piézoélectrique, c'est tout naturellement vers ces dernières que se porte l'objet de la thèse.



Figure 32 : Comparaison (a) d'un capteur à jauge en S de la marque Mesurex et (b) d'un capteur piézoélectrique de la marque Kistler

La Figure 32 montre un capteur de force classique utilisant la technologie à jauge de contrainte et un capteur à technologie piézoélectrique. Leurs performances sont données dans le Tableau 9.

Technologie		Jauge de contrainte	Piézoélectricité
Etendue de mesure	N	-500 à +500	-500 à +500
Erreur (linéarité + hystérésis)	% de l'EM	0.1	0.2
Résolution	N	Non renseigné	0.001
Raideur	N.m-1	$10 \cdot 10^6$	$15 \cdot 10^6$
Surcharge	% de l'EM	150	120
Dynamique maximale	Hz	0 à 2000	20000 (pas de continu)
Température d'utilisation	°C	20 à 80	-80 à 205
Isolation	Ω	10^9	10^{13}
Dimensions (largeur x longueur x hauteur)	mm	29 x 60 x 60	12 (x 12) x 46

Tableau 9 : Comparaison des technologies à jauge de contrainte et piézoélectrique

Les deux capteurs ont bien sûr la même étendue de mesure. Les performances en termes d'erreur sont similaires entre les deux technologies. La technologie à jauge possède une dynamique plus intéressante avec la possibilité de capter le continu. La technologie piézoélectrique est parfaite pour capter une force dynamique mais ne permet pas de capter une force continue. La raideur et les dimensions sont bien plus intéressantes pour la technologie piézoélectrique ce qui est avantageux en termes d'encombrement.

Une possible solution pour résoudre le problème de la mesure des forces statiques de la technologie piézoélectrique réside dans l'utilisation des ondes acoustiques de volume à travers la fréquence de résonance du dispositif implanté.

IX. Conclusion

Ce premier chapitre s'est focalisé sur la présentation du contexte de l'étude, suivi d'une analyse bibliographique des différentes technologies de capteurs de force.

La solution à jauges de contrainte est naturellement celle à même de répondre à l'application puisque c'est la solution retenue actuellement.

En revanche, la technologie piézoélectrique n'accepte pas le continu, c'est-à-dire n'est pas compatible avec la mesure d'une charge statique, et ne supporte pas les microcoupures du réseau embarqué (retour à zéro de la mesure). Ces deux caractéristiques s'avèrent problématiques pour l'application. Les propriétés intéressantes des matériaux piézoélectriques doivent alors être combinées au principe de fonctionnement des capteurs SAW, où la variation de fréquence de résonance d'une structure de conversion piézoélectrique est associée à une variation de mesurande. Cette solution pourrait aussi augmenter la raideur du capteur en s'intégrant plus facilement dans la bielle.

Notre objectif, au terme de ce premier chapitre se focalise sur des capteurs piézorésonants où la force appliquée est corrélée à la variation d'impédance électromécanique.

Le chapitre suivant s'attache à développer les outils analytiques et de simulations nécessaires à l'étude de cette technologie.

Chapitre II : Technologie à impédance électromécanique

I. Introduction

La technologie à impédance électromécanique apparaît comme une solution apte à respecter le cahier de charges. Cette technologie n'est pas nouvelle et quelques travaux antérieurs ont été effectués. Le début du chapitre s'attache à présenter la technologie à variation d'impédance électromécanique sous différentes applications répertoriées après analyse bibliographique.

Dans la suite du chapitre, des outils mathématiques aptes à traiter cette technologie sont développés pour deux structures de transducteurs que sont le transducteur de Langevin et le transducteur à mode interne. Ces transducteurs diffèrent par les conditions limites qui leurs sont associées. Notamment, un modèle par matrice de transfert est mis en œuvre, permettant de déterminer leurs paramètres électromécaniques, corrélés par une analyse par éléments finis.

II. Domaines d'application des technologies à impédance électromécanique

Les technologies à impédance électromécanique sont utilisées dans de nombreux domaines car elles perturbent peu l'environnement auxquelles elles sont liées. De plus la technologie basée sur le phénomène de piézoélectricité possède deux effets, l'effet direct et l'effet inverse ce qui permet de réaliser des capteurs mais aussi des actionneurs, ou éventuellement des capteurs-actionneurs au sein d'un seul et unique dispositif. Cette partie s'intéresse particulièrement aux capteurs mécaniques de taille macroscopique ce qui exclut les capteurs SAW présentés dans la partie précédente. Sachant que les capteurs piézoélectriques classiques n'arrivent pas à mesurer un effort statique, une mesurande autre que la mesure de charge directement issu de la céramique doit être utilisée.

Les capteurs mécaniques macroscopiques, à la différence des capteurs microscopiques s'intègrent dans la structure et permettent d'avoir des données globalisées.

A. Principe de la mesure par impédance électromécanique

Le principe de la mesure par impédance électromécanique s'appuie sur la modification de l'impédance électrique d'un actionneur résonant en fonction des différentes conditions environnementales appliquées à un élément sensible. Pour pouvoir capter facilement ce changement d'impédance (variation de fréquence de résonance ou d'amplitude) la structure témoin est souvent piézoélectrique. La présentation de cette technologie se fera ultérieurement à travers quelques exemples.

B. Capteur de force

Les capteurs mécaniques les plus courants sont bien entendu les capteurs de force ou de pression. Ces derniers se basent principalement sur un assemblage entre des céramiques

piézoélectriques utilisées en mode émetteur et des contremasses servant à ajuster la fréquence de résonance voulue. La fréquence de résonance permet de mesurer une force statique. La modélisation analytique sera développée dans la partie suivante.

Divers types de matériaux piézoélectriques comme le quartz, le PVDF ou encore les PZT, furent utilisés pour ce genre de capteur.

Un type de capteur de force a été développé par Corinne Goyhenex [54]. Il est constitué par une membrane activée par des céramiques piézoélectriques comme présenté dans la Figure 33. Un cylindre appuie sur une membrane où sont positionnés des éléments piézoélectriques. Cette membrane possède une fréquence de résonance propre et dépendante de l'application des forces au travers du cylindre.

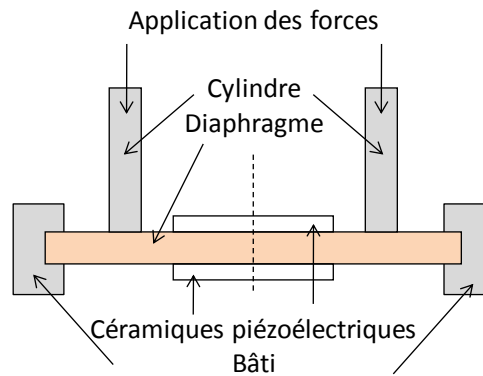


Figure 33 : Vue en coupe du capteur piézoélectrique résonant sur membrane [54]

Diamètre blocage	0.042	m
Epaisseur membrane	10^{-4}	m
Diamètre céramique	0.016	m
Epaisseur céramique	$1.5 \cdot 10^{-4}$	m
Diamètre extérieur cylindre	0.035	m
Epaisseur du cylindre	$5 \cdot 10^{-4}$	m
Hauteur du cylindre	0.010	m
Fréquence de départ	833,3	Hz
Sensibilité à la force	6.46	$\text{Hz} \cdot \text{N}^{-1}$
Etendue de mesure (EM)	1.8	kg
Précision	2.25	% EM
Hystérésis	1.76	% EM
Dérive thermique du zéro sous contrainte	8 à 10	$\text{Hz} \cdot \text{C}^{-1}$
Dérive temporelle sous contrainte	4.6Hz en 3h avec $\Delta T = 0.5^\circ\text{C}$	/
Résolution	0.01	kg

Tableau 10 : Spécifications du capteur final [54]

Les résultats semblent satisfaisants par rapport aux spécifications demandés par l'avionneur. En revanche l'application visée par la thèse de Goyhenex [54] est une application de pesage où le capteur est seulement sollicité dans un sens ce qui reste difficilement adaptable à l'application finale.

Les structures en sandwich de type Langevin sont la base de nombreuses études pour la conception de capteur de force. Leurs atouts reposent sur la simplicité de mise en œuvre de telles structures. Un exemple de transducteur de Langevin constitué de PVDF est donné dans l'article de

Bah [55]. L'article étudie l'influence d'une force appliquée à un résonateur de Langevin composite, composé d'acier et d'élastomère comme le montre la Figure 34.

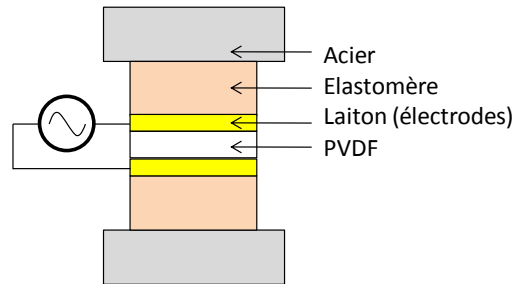


Figure 34 : Structure du résonateur de Langevin de Bah

L'application d'une contrainte sur un transducteur de Langevin perturbe nettement le mode de résonance considéré au niveau de la fréquence de résonance et du couplage mécanique. Cette variation des différents paramètres dépend de la présence ou de l'absence de l'élastomère. La Figure 35 montre l'influence importante de l'élastomère sur la variation des paramètres cités précédemment. L'introduction d'une couche à faible raideur modifie donc grandement le comportement du résonateur selon la force appliquée.

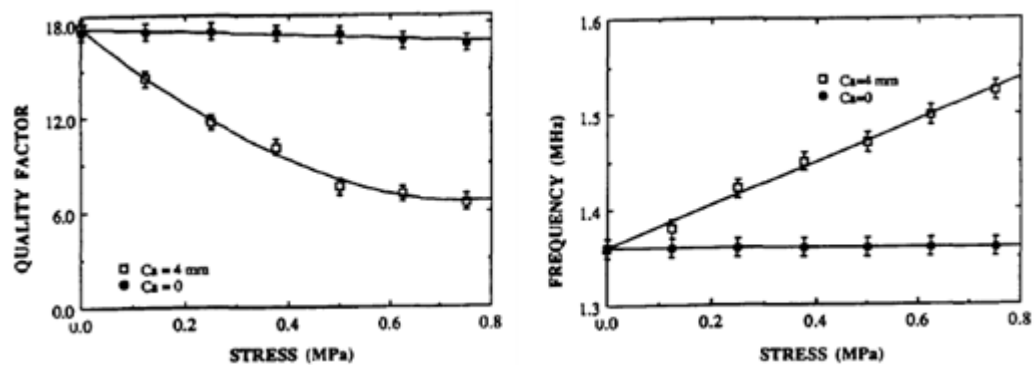


Figure 35 : Application d'une contrainte sur le Langevin de Bah, C_a représente la longueur d'élastomère, les carrés blancs représentent le cas avec élastomère et les ronds noirs représentent le cas sans élastomère

Le résultat de Bah est important car il indique que l'application d'une force statique entraîne une variation de fréquence de résonance ainsi qu'une variation du facteur de qualité du mode considéré. Une telle mesurande peut ainsi être utilisée.

C. Autres applications utilisant l'impédance électromécanique comme capteur

Les transducteurs de Langevin peuvent s'utiliser dans d'autre domaine que la mesure de force. Un exemple de capteur de cisaillement présenté dans la Figure 42 a été testé dans la thèse de Denis ROCHE [56].

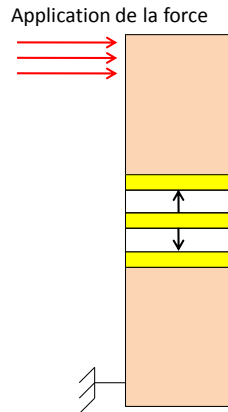


Figure 36 : Transducteur à base de transducteur de Langevin utilisé en capteur de cisaillement

Ce capteur de cisaillement exploite le mode d_{15} d'une structure à base de transducteur de Langevin. La mesurande est toujours la fréquence de résonance de la structure. Le but de ce capteur est la mesure de couches limites en hydraulique. Bien que le capteur soit utilisable, il n'est pas adapté à l'application visée car le seuil de détection (200Pa) dû aux efforts de friction est trop important. En revanche, l'application valide la polyvalence de ce type de structure.

L'impédance électromécanique est très utilisée dans le contrôle non destructif des structures comme la vérification des joints de structure [57], la qualité du béton [58] ou encore l'intégrité de pièces mécaniques [59]. L'analyse s'appuie sur des patchs de céramiques PZT disposés sur la structure comme montré dans la Figure 37. Une structure saine ayant une signature électromécanique différente d'une structure endommagée, il est possible de détecter un défaut de structure.

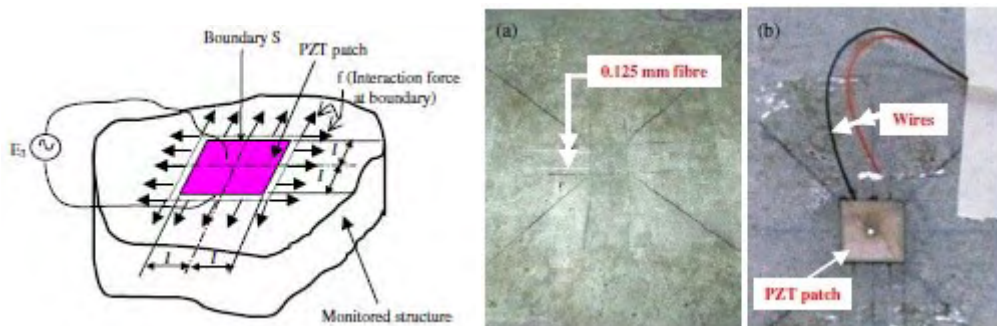


Figure 37 : Utilisation de patch PZT pour la détection de défauts dans le béton

Cette technique est aussi expérimentée sur le vivant [60]. Le capteur fournit la réponse immunitaire du rat. Le but final de cette opération est d'effectuer du monitoring in vivo afin de vérifier qu'une greffe a bien pris comme présenté dans la Figure 38.

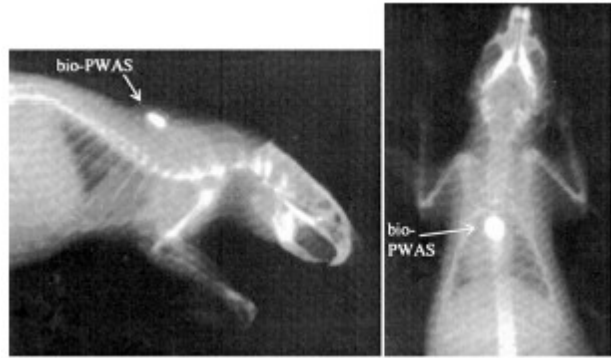


Figure 38 : Disposition d'un patch PZT nommé bio-PWAS posé sur un rat pour effectuer du monitoring in vivo.

Toutes ces applications démontrent la versatilité de la technologie utilisant l'impédance électromécanique du capteur. Cette technologie est donc bien éprouvée ce qui justifie son utilisation en tant que capteur de force.

D. Faisabilité d'un tel capteur

L'anisotropie des matériaux piézoélectriques induit des déformations selon des directions privilégiées, sous l'action d'un champ électrique. Les propriétés piézoélectriques sont décrites par un système normalisé de symboles et de notations où la céramique piézoélectrique est référencée par un trièdre (O, x_1, x_2, x_3). Par convention, la direction et le sens de la polarisation sont confondus avec l'axe 3 ou (O_2). La déformation souhaitée est obtenue en appliquant une différence de potentiel sur les faces perpendiculaires à l'axe 3.

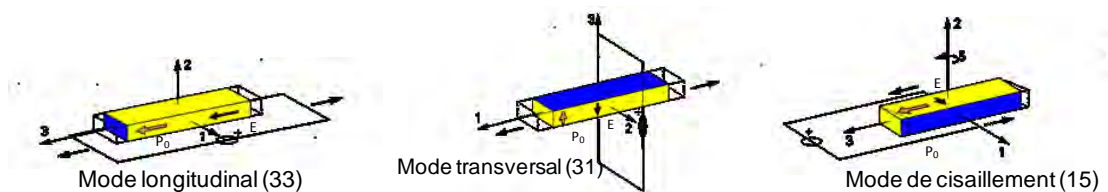


Figure 39 : Principaux couplages utilisés pour la conversion électromécanique : (a) mode d_{33} , (b) mode d_{31} , (c) mode d_{15}

Pour exemple, les valeurs suivantes du coefficient de couplage pour une céramique P1 89 du fabricant Quartz et Silice montrent l'écart important entre ces différents modes de couplage pour un même matériau :

Mode longitudinal : $k_{33} = 0,65$

Mode transversal : $k_{31} = 0,32$

Mode de cisaillement : $k_{15} = 0,51$

Le couplage transverse et longitudinal sont reliés puisque le mode transverse existe par principe par contraction latérale lorsque le mode longitudinal est excité. Ces couplages différents sont autant de solutions potentielles en termes de déformations et d'excitation. Cependant, les modes de couplages longitudinal et transverse sont généralement les plus exploités dans les structures de conversion. La Figure 40 montre l'intégration de céramiques piézoélectriques au sein d'un dispositif de mesure de force en fonction des différents couplages sollicités.

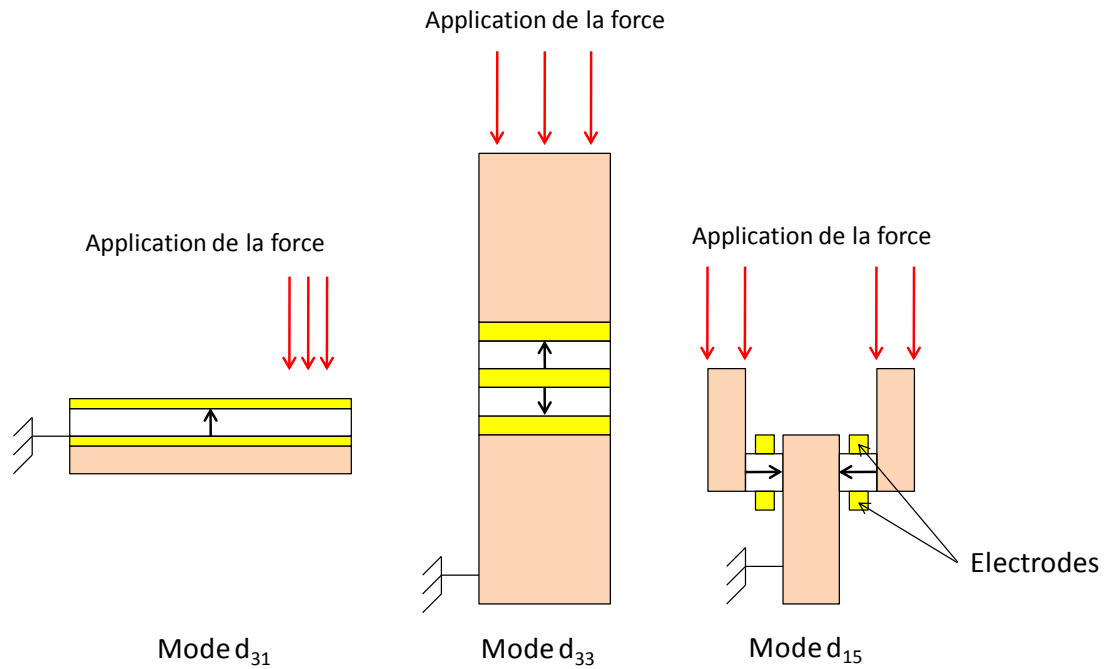


Figure 40 : Différentes structures de capteurs utilisables selon le mode de couplage utilisé

Une structure en bimorphe utilisant le mode d_{31} est possible mais ce type de capteur est plutôt utilisé dans des applications de précision utilisant l'extrémité dudit bimorphe (là où est située l'application de la force). Un exemple d'application de bimorphe développé au laboratoire en collaboration avec le LTDS de l'école centrale de Lyon et dédié à la caractérisation de la peau est donné dans la Figure 41.

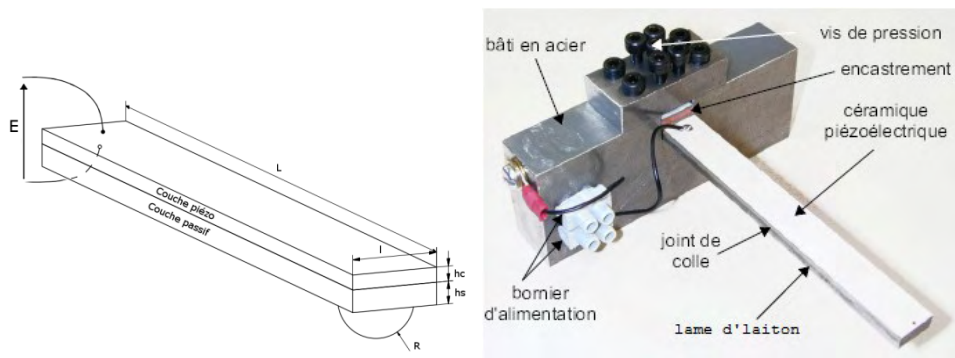


Figure 41 : Utilisation du mode d_{31} dans un bimorphe servant à analyser la peau [61]

L'intégration du capteur est une donnée importante du cahier des charges car elle découle directement de la contrainte de forte raideur imposée par l'industriel. Afin de respecter au mieux cette contrainte, il semble que le mode d_{33} soit le plus adapté parmi toutes les structures proposées dans la Figure 40. En plus d'être facilement intégrable au sein de la biellette, la structure du mode d_{33} ne présente pas de collage d'électrodes préjudiciable à la tenue mécanique de l'ensemble. Elle s'intègre bien dans la biellette comme montré dans la Figure 46. Il manque à connaître l'influence des interfaces entre le transducteur et le reste de la biellette. De tels capteurs comme présentés dans la Figure 42 ont aussi été réalisés au Laboratoire LAPLACE [62].

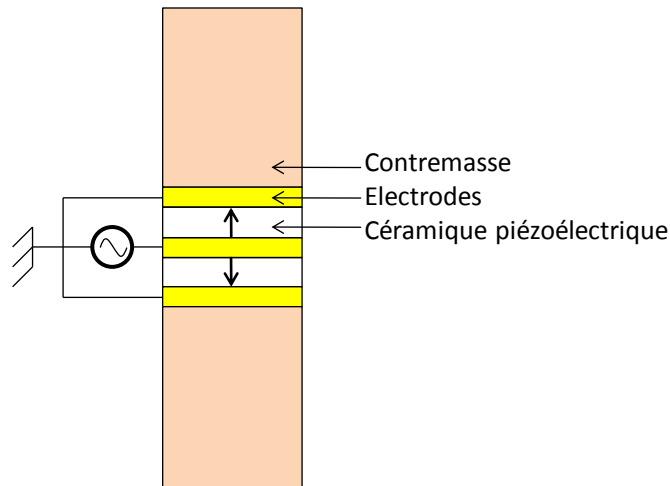


Figure 42 : Transducteur de Langevin classique

Au niveau du matériau des contremasses, le paramètre déterminant est le module d'Young ainsi que la densité permettant de caractériser la vitesse de l'onde mécanique dans le matériau. Les contraintes de célérité d'onde mécanique conduisent à des matériaux relativement lents mais surtout légers ce qui signifie un assez faible module d'Young et une masse volumique faible. L'aluminium semble être un bon candidat car c'est un bon compromis perte/légèreté. A titre de comparaison certains échantillons ont été réalisés en laiton.

Le Tableau 11 présente les différentes caractéristiques de différents capteurs testés dans le cadre de ce contrat. Les capteurs sont des transducteurs de Langevin dont les contremasses sont en aluminium (AL) ou en laiton (LA). Les chiffres accolés aux lettres représentent les longueurs des contremasses en millimètres. Les céramiques piézoélectriques sont des céramiques PZT dures de Morgan Technicals Ceramics.

			AL16	AL22	LA16	LA22
f_{r_0}	Fréquence de résonance	Hz	60 790	52 862	40 994	32 319
Q	Facteur de qualité mécanique	/	50,3	77,4	40,4	65
M	Masse modale	g	30,87	30,85	93,03	102,16
K	Raideur modale	GN.m ⁻¹	4,5	4,02	6,17	5,16
N	Facteur d'effort	N.V ⁻¹	2,804	2,578	2,789	2,059

Tableau 11 : Caractéristiques de quelques transducteurs de Langevin réalisés dans le cadre du projet GASVT

Les résultats des différents transducteurs soumis à une force de compression sont présentés dans la Figure 43 et la Figure 44. La dérive en fréquence représente la variation de fréquence de résonance mesurée comparativement à la fréquence à vide comme le montre l'équation(12).

$$dfr = \frac{fr_{mes} - fr_0}{fr_0} \quad (12)$$

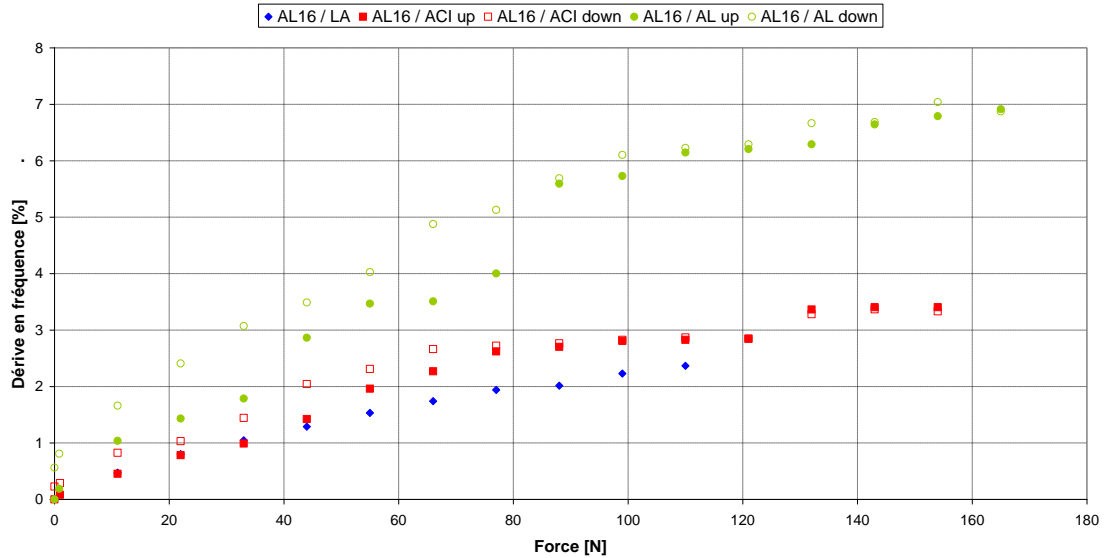


Figure 43 : Dérive en fréquence en fonction de l'effort normal appliqué pour différents transducteurs alimentés sous faible tension (0.5V)

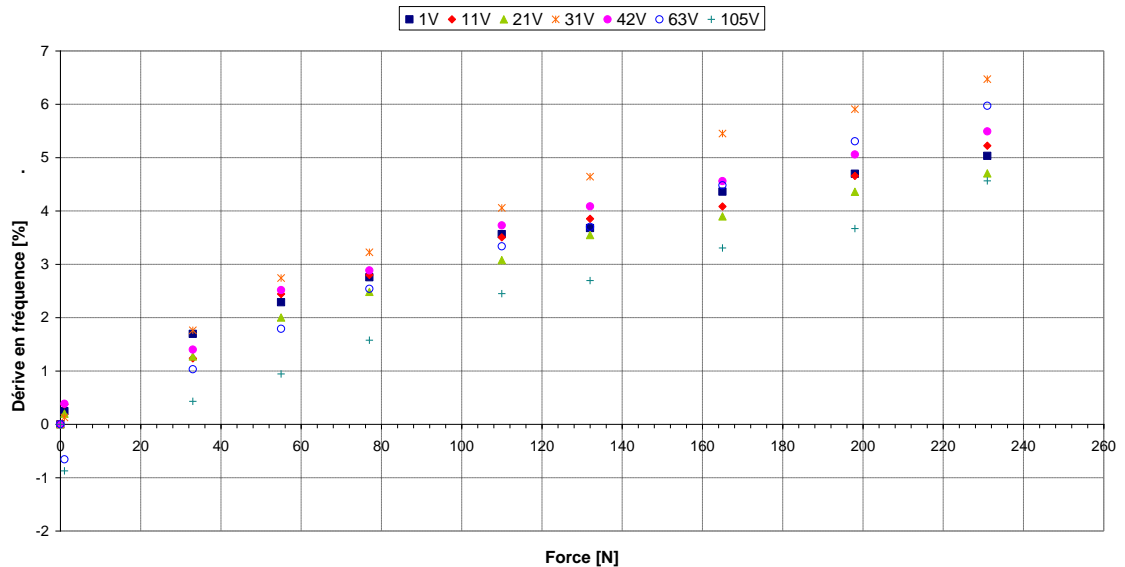


Figure 44 : Dérive en fréquence en fonction de l'effort normal appliqué pour le transducteur AL16 alimenté sous haute tension

Sous faible tension (Figure 43) il semble y avoir un pallier vers les 80N où la courbe s'infléchit, elle ne semble plus linéaire. Sous forte tension (Figure 44) ce dernier phénomène n'apparaît plus. Cet essai a été reproduit plusieurs fois et n'est donc pas isolé. La reproductibilité des mesures est donc bonne.

Un phénomène à prendre en compte lors de l'augmentation de la tension est le phénomène de saut illustré dans le Figure 45. Lorsque le balayage s'effectue de manière décroissante, la courbe d'impédance passe par le point C puis par le point D ce qui rend le comportement du transducteur non linéaire. Ce phénomène justifie que la fréquence de résonance diminue lorsque la tension d'alimentation augmente, le point C étant le point où se situe la fréquence de résonance.

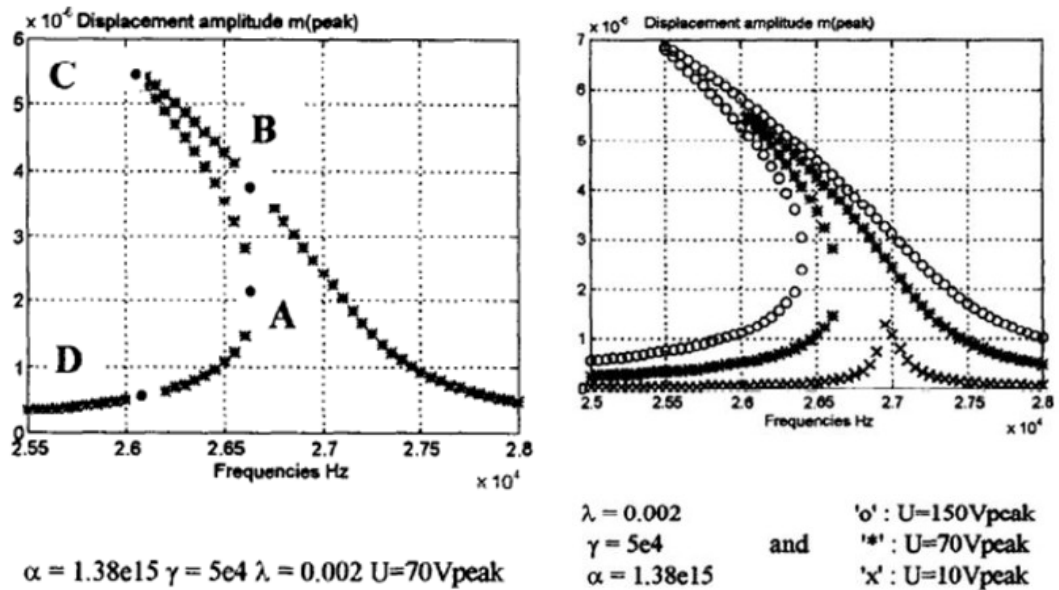


Figure 45 : Description du phénomène de saut [63]

Le transducteur étant utilisé dans une fonction capteur à des tensions relativement faibles, le phénomène de saut peut être négligé. De plus, l'augmentation de tension d'alimentation ne semble pas augmenter la précision du capteur. Ce type de capteur semble bien correspondre aux attentes de l'avionneur en termes de précision et plage d'utilisation. L'effet de saut doit être pris en compte en limitant d'une part la tension d'alimentation et d'autre part en choisissant la zone fréquentielle à exploiter au voisinage de la résonance.

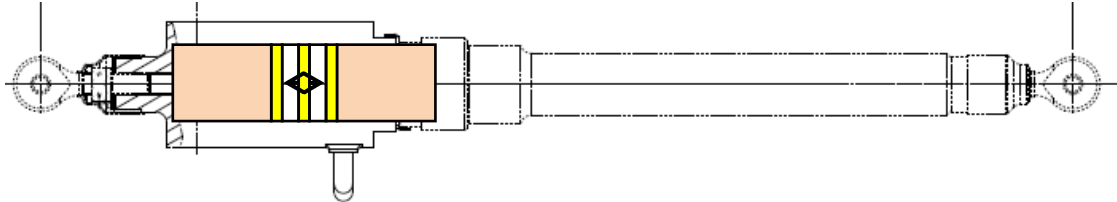


Figure 46 : Probable implantation du transducteur de la biellette au sein de la biellette

La fréquence de résonance apparaît comme la mesurande incontournable dans ce type d'application, comme confirmée dans bon nombre d'exemples cités ci-dessus. La problématique tient à la possibilité de mesurer des efforts en traction et en compression, chose non vue dans la bibliographie actuelle sauf dans la tentative de transducteur double initiée dans le projet GASVT.

Dans le but de produire un capteur de force pérenne, une modélisation analytique doit être mise en place pour mesurer tous ces phénomènes. C'est l'objet de la prochaine partie qui s'attache à détailler un modèle mathématique adéquat permettant de prédire l'influence des différents facteurs environnementaux sur une structure de type Langevin. Certains paramètres ne sont pas considérés comme les non-linéarités liées à l'augmentation de tension ou encore la température.

III. Mécanique rationnelle d'un matériau non piézoélectrique

La mesure de force basée sur des capteurs piézoélectriques s'appuie sur les phénomènes présents au sein du matériau piézoélectrique. Les équations fondamentales de la mécanique et les

lois constitutives des différents matériaux permettent de construire un modèle analytique : le modèle de Mason. Ce modèle permet d'avoir l'impédance électromécanique du transducteur au voisinage d'un mode propre de résonance d'une structure. Finalement l'analyse de cette impédance électromécanique permet de donner une image de l'effort statique s'exerçant sur le transducteur (mesure de tension, de fréquence...).

La première démarche consiste à caractériser mathématiquement les phénomènes et lois mécaniques s'exerçant au sein d'un matériau quelconque. L'étude se limite au seul mode longitudinal. Dans la suite du problème, l'objet considéré est un cylindre ou une poutre homogène. L'effet des céramiques piézoélectriques n'est pas pris en compte dans cette partie.

A. Définition des différents coefficients de caractérisation du matériau

1. Module d'élasticité ou d'Young [64]

Un cylindre soumis à une force F s'allonge de manière élastique d'une longueur dl . La constante de proportionnalité de cette relation est notée E . C'est le module d'Young du matériau. Σ est la section de du matériau.

$$\frac{dl}{l} = \frac{1}{E} \sigma \quad (13)$$

$$F = \Sigma E \frac{dl}{l} \quad (14)$$

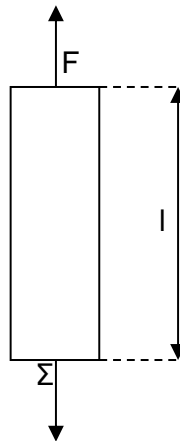


Figure 47 : Définition des notations utilisées pour la définition du module d'Young

Le module d'Young du matériau est exprimé en $N.m^{-2}$. Il est donc analogue à une pression. Le module Young traduit la « raideur » du matériau dans son domaine élastique.

Pour l'acier et l'aluminium, les valeurs de modules d'Young valent respectivement $E=210.10^9 N.m^{-2}$ et $E=69.10^9 N.m^{-2}$.

2. Coefficient de Poisson [64]

Lorsque la barre s'allonge sous l'effet de la traction, la section de celle-ci diminue (ou augmente pour les matériaux auxétiques [65]). Cette diminution de section est décrite par la loi de Poisson décrite par l'équation (15) où ν est le coefficient de Poisson du matériau.

$$\frac{da}{a} = -\nu \frac{dl}{l} \quad (15)$$

L'éprouvette est considérée comme cylindrique et le matériau, isotrope.

$$V = \pi a^2 l \quad (16)$$

$$dV = \pi a^2 dl + 2\pi a l da$$

$$\begin{aligned} \frac{dV}{V} &= \frac{dl}{l} + \frac{2da}{a} \\ \frac{dV}{V} &= \frac{dl}{l} (1 - 2\nu) \end{aligned} \quad (17)$$

Le matériau est dans son état le plus stable au repos, c'est-à-dire qu'il a sa longueur minimale, en le déformant il doit donc s'allonger. L'équation (17) vérifie donc la solution suivante :

$$\begin{aligned} \frac{dV}{V} &\geq 0 \\ 1 - 2\nu &\geq 0 \\ \nu &\leq \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (18)$$

La valeur maximale de $\nu=0.5$ est atteinte pour les élastomères. Pour les métaux usuels $\nu=0.3$.

B. Vitesse de propagation des ondes

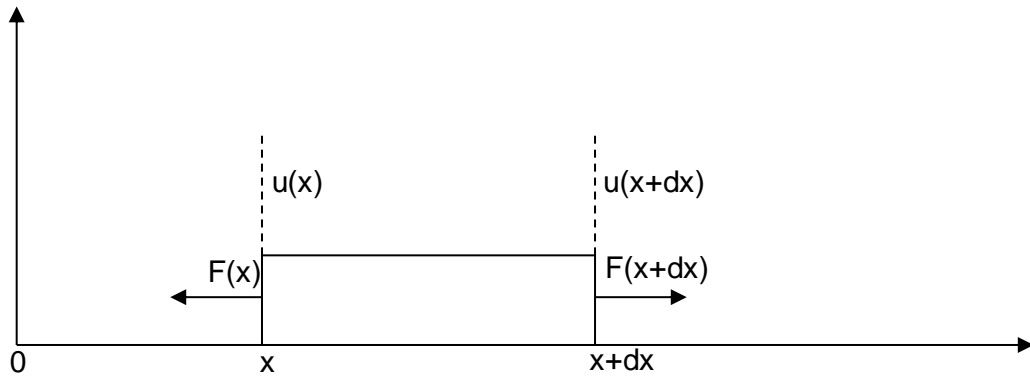


Figure 48 : Repère de référence pour l'étude

Cette étude se limite au cas unidimensionnel selon x . Une onde longitudinale est une onde où la déformation s'effectue dans le sens de propagation de l'onde. Le principe fondamental de la dynamique est appliqué à la tranche de solide située entre x et $x+dx$.

$$\Sigma \vec{F}_{\text{ext}} = m \vec{a} \quad (19)$$

L'équation (19) est projetée sur l'axe x .

$$-F(x) + F(x + dx) = m \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}$$

Or la masse totale du matériau sélectionné est $m=\rho dx \Sigma$.

$$\frac{dF}{dx} dx = \rho dx \Sigma \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}$$

L'équation (14) donne la variation de longueur en fonction de la force appliquée.

$$E \Sigma \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \rho \Sigma \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}$$

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{\rho}{E} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \quad (20)$$

En posant : $c^2 = \frac{E}{\rho}$, l'équation (20) se réduit à l'équation de d'Alembert classique.

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \quad (21)$$

C. Résolution de l'équation de d'Alembert

Pour résoudre l'équation (21), la solution est considérée comme un produit de deux fonctions, une dépendant seulement du temps tandis que l'autre dépend seulement de la position, cela revient au formalisme suivant :

$$u(x, t) = f(x)g(t)$$

$$\begin{aligned} g(t) \frac{d^2 f(x)}{dx^2} &= \frac{1}{c^2} f(x) \frac{d^2 g(t)}{dt^2} \\ \frac{1}{f(x)} \frac{d^2 f(x)}{dx^2} &= \frac{1}{c^2} \frac{1}{g(t)} \frac{d^2 g(t)}{dt^2} \end{aligned} \quad (22)$$

Or chaque membre dépend seulement d'une variable ce qui signifie qu'ils sont égaux. Cette constante est notée C. Cela revient à considérer deux équations différentielles couplées.

$$\begin{cases} \frac{d^2 f(x)}{dx^2} = C f(x) \\ \frac{1}{c^2} \frac{d^2 g(t)}{dt^2} = C g(t) \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} \frac{d^2 f(x)}{dx^2} - C f(x) = 0 \\ \frac{d^2 g(t)}{dt^2} - C c^2 g(t) = 0 \end{cases} \quad (24)$$

L'équation (24) est résolue grâce à l'équation caractéristique :

$$\lambda^2 - C = 0$$

Après résolution, le seul cas envisageable est le cas $C < 0$ d'où $k^2 = -C$.

$$\begin{aligned} &\begin{cases} \frac{d^2 f(x)}{dx^2} + k^2 f(x) = 0 \\ \frac{d^2 g(t)}{dt^2} + k^2 c^2 g(t) = 0 \end{cases} \\ &\begin{cases} f(x) = F_1 \cos(kx) + F_2 \sin(kx) \\ g(t) = G_1 \cos(ckt) + G_2 \sin(ckt) \end{cases} \end{aligned} \quad (25)$$

D. Nombre d'onde et pulsation fréquentielle

L'expression de f dans l'équation (25) permet de déduire l'unité de k car le produit kx est sans unité. k est donc en m^{-1} et porte le nom de pulsation spatiale ou nombre d'onde. Cette relation permet de poser :

$$\lambda = \frac{2\pi}{k} \quad (26)$$

Dans l'équation (26), λ est la longueur d'onde, c'est-à-dire la longueur géométrique où le phénomène ondulatoire se reproduit.

L'expression de g permet de noter que k_c est appelé la pulsation temporelle de l'onde. Elle est notée ω . Cela permet de poser :

$$\omega = kc \quad (27)$$

Finalement, la fréquence de l'onde a pour expression :

$$f_{\text{req}} = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{kc}{2\pi} = \frac{c}{\lambda} = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (28)$$

L'équation de la fréquence (28) permet de voir que la fréquence de fonctionnement est seulement liée à la longueur d'onde donc aux dimensions du corps d'épreuve considéré ainsi que des paramètres mécaniques du matériau.

Trois cas sont envisagés pour résoudre l'équation différentielle :

- bloqué-bloqué où $f(0)=f(l)=0$
- bloqué-libre où seulement $f(0)=0$
- libre-libre où les forces des extrémités sont nulles

Ces trois cas sont des cas idéalisés, les conditions aux limites des cas réels sont peu connues. A priori, pour un capteur de force, les forces sont imposées et ne sont pas nulles. Les conditions aux limites se trouvent entre libres et bloquées.

E. Solution globale

Après résolution, les différentes solutions de cette équation d'onde sont données dans le Tableau 12.

Bloqué-bloqué	$u(x, t) = \sum \sin\left(\frac{\omega_n}{c} x\right) [a_n \cos(\omega_n t) + b_n \sin(\omega_n t)]$ avec n pair
Bloqué-libre	$u(x, t) = \sum \sin\left(\frac{\omega_n}{c} x\right) [a_n \cos(\omega_n t) + b_n \sin(\omega_n t)]$ avec n impair
Libre-libre	$u(x, t) = \sum \cos\left(\frac{\omega_n}{c} x\right) [a_n \cos(\omega_n t) + b_n \sin(\omega_n t)]$ avec n pair

Tableau 12: Récapitulatif des solutions en fonction des conditions initiales

Dans le Tableau 12, $\omega_n = \frac{cn\pi}{2l}$ avec $n \in \mathbb{Z}$. Les coefficients a_n et b_n sont des coefficients à déterminer avec les conditions initiales.

$$\omega_n = \frac{cn\pi}{2l} = n\omega_0 \quad (29)$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{c}{4l} \quad (n=1 \text{ libre-bloqué}) \quad (30)$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{\pi} = \frac{c}{2l} \quad (n=2 \text{ libre-libre ou bloqué-bloqué}) \quad (31)$$

Ces formes d'onde sont composées d'une enveloppe spatiale représentée par le premier terme en ω_n/c , modulé dans le temps avec le second terme qui correspond à la variation temporelle de l'onde. Dans cette étude il faut surtout retenir les composantes des différentes fréquences de vibrations mécaniques possibles, appelées fréquences de résonance mécanique dont le fondamental est f_0 . Son expression est donnée dans l'équation (30) ou l'équation (31) selon les conditions aux limites à considérer.

F. Modèle de Mason [66]

Le cadre d'étude est restreint à des phénomènes périodiques de type harmonique ce qui permet d'uniformiser l'écriture du déplacement.

$$u(x, t) = U(x)e^{j\omega t}$$

L'équation de d'Alembert devient une simple équation différentielle du second ordre comme le montre l'équation (32). Les solutions de cette dernière sont données dans l'expression (33).

$$\frac{d^2 U(x)}{dx^2} + \frac{\omega^2}{c^2} = 0 \quad (32)$$

$$U(x) = \alpha e^{-jkx} + \beta e^{jkx} \text{ avec } k = \frac{\omega}{c} \quad (33)$$

Le modèle de Mason est un modèle mixte regroupant les paramètres mécaniques et électriques des matériaux ce qui permet de modéliser simplement les effets piézoélectriques.

Grandeurs électriques	Unités	Grandeurs mécaniques	Unités
Tension	V	Force	N
Courant	A	Vitesse	m.s ⁻¹
Charge électrique	C	Déplacement	m
Résistance	Ω	Amortissement	N.s.m ⁻¹
Capacité	F	Souplesse	m.N ⁻¹
		Raideur	N.m ⁻¹
Inductance	H	Masse	kg
Impédance électrique	Ω	Impédance acoustique	N.s.m ⁻¹

Tableau 13 : Equivalences électriques – mécaniques dans le cadre d'une analyse électrostatique

1. Cas d'un barreau infini

Dans cet exemple, l'onde progressive se déplace uniquement dans une seule direction. La solution de l'équation de d'Alembert est donc simplifiée.

$$u(x, t) = \alpha e^{jkx} e^{j\omega t}$$

Le calcul de la force (F) et du déplacement (u) permettent de déduire l'impédance acoustique du barreau notée Z.

$$\text{Force : } F = \Sigma E \frac{du}{dx} \rightarrow F = jk \Sigma E \alpha e^{jkx} e^{j\omega t}$$

$$\text{Vitesse : } \frac{du}{dt} = j\omega \alpha e^{jkx} e^{j\omega t}$$

$$\text{Impédance : } Z = \frac{\text{Force}}{\text{Vitesse}} = \frac{jk \Sigma E \alpha e^{jkx} e^{j\omega t}}{j\omega \alpha e^{-jkx} e^{j\omega t}} = \frac{k \Sigma E}{\omega} = \frac{\Sigma E}{c}$$

$$Z = \Sigma \rho c = \Sigma \sqrt{E \rho} \quad (34)$$

L'impédance acoustique représente la résistance d'un matériau au passage d'une onde acoustique. Conformément à l'équation (34), pour une onde longitudinale, l'impédance acoustique ne dépend que du matériau et de la section considérée.

2. Cas d'un barreau de longueur finie

Le système mécanique est maintenant un barreau de longueur l. La solution générale (33) est donc considérée.

$$\begin{aligned}\frac{\partial u}{\partial t} &= j\omega U(x)e^{j\omega t} \\ \dot{U}(x) &= j\omega U(x)\end{aligned}\quad (35)$$

Les conditions aux limites sont connues et sont notées :

$$\begin{aligned}\dot{U}(0) &= \dot{U}_0 ; \dot{U}(l) = \dot{U}_l \\ F(0) &= F_0 ; F(l) = F_l\end{aligned}$$

L'application des conditions aux limites des vitesses sur la solution de l'équation de d'Alembert permet de trouver la force s'exerçant sur le barreau à tout instant et en tout point.

$$F(x, t) = \Sigma E \frac{j e^{j\omega t}}{c \sin(kl)} (\dot{U}_0 \cos(k(x-l)) - \dot{U}_l \cos(kx)) \quad (36)$$

L'application des conditions aux limites de force permettent de déterminer les relations force-vitesse s'exerçant aux bornes du barreau.

$$\begin{cases} F_0 = \Sigma E \frac{jk}{\omega \sin(kl)} (\dot{U}_0 \cos(kl) - \dot{U}_l) \\ F_l = \Sigma E \frac{jk}{\omega \sin(kl)} (\dot{U}_0 - \dot{U}_l \cos(kl)) \\ F_0 = -jZ \left(\frac{\dot{U}_0}{\tan(kl)} - \frac{\dot{U}_l}{\sin(kl)} \right) \\ F_l = -jZ \left(\frac{\dot{U}_0}{\sin(kl)} - \frac{\dot{U}_l}{\tan(kl)} \right) \end{cases} \quad (37)$$

Le modèle de Mason s'appuie sur l'expression d'un déplacement commun $\dot{U}_0 - \dot{U}_l$, pour cela l'utilisation d'une longueur $\frac{l}{2}$ s'impose.

$$\begin{cases} F_0 = Z \left(\frac{\dot{U}_0 - \dot{U}_l}{j \sin(kl)} + j \dot{U}_0 \tan\left(\frac{kl}{2}\right) \right) \\ F_l = Z \left(\frac{\dot{U}_0 - \dot{U}_l}{j \sin(kl)} - j \dot{U}_l \tan\left(\frac{kl}{2}\right) \right) \end{cases} \quad (38)$$

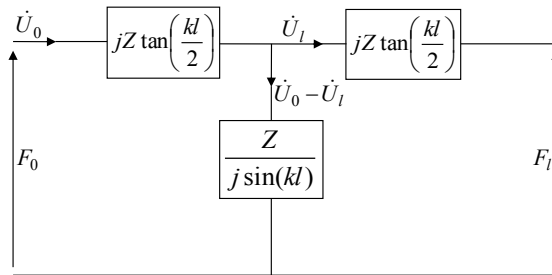


Figure 49 : Modèle de Mason d'un élément de structure non piézoélectrique utilisé en mode longitudinal

3. Modélisation par matrice de transfert

Les relations (37) décrivent des relations forces-vitesse analogues à des relations d'impédances. Étant donné que ce sont des relations couplées, elles peuvent être réécrites sous la forme de matrices de transfert grâce aux équations (39).

$$\begin{cases} F_1 = F_0 \cos(kl) - jZ\dot{U}_0 \sin(kl) \\ \dot{U}_1 = -j\frac{F_0}{Z} \sin(kl) + \dot{U}_0 \cos(kl) \end{cases} \quad (39)$$

Formulation par matrice de transfert : $\begin{pmatrix} F_1 \\ \dot{U}_1 \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} F_0 \\ \dot{U}_0 \end{pmatrix}$

avec $T = \begin{pmatrix} \cos(kl) & -jZ\sin(kl) \\ -j\frac{1}{Z}\sin(kl) & \cos(kl) \end{pmatrix}$

La formulation par matrice de transfert permet de modéliser simplement un empilement mécanique et d'en extraire les fréquences de résonance du mode longitudinal. Cette formulation est très simple à exprimer dans le cas d'une structure en transducteur de Langevin d33 où tous les éléments empilés sont connectés en série. La matrice résultante est alors uniquement le résultat d'un simple produit matriciel.

IV. Matériaux piézoélectriques

A. Lois constitutives [67]

Les différences essentielles avec la partie précédente concernent les lois constitutives des matériaux piézoélectriques qu'il faut intégrer. Ainsi, la loi structurelle qui était la loi de Hooke dans la partie non-piézoélectrique est maintenant remplacée par deux équations constitutives exprimant les couplages électromécaniques.

$$\begin{cases} T = C^D S - h^t D \\ E = -h S + \beta^S D \end{cases} \quad (40)$$

Symbole	Unité	Description	Taille de la matrice
T	Pa	Contrainte mécanique	6 x 1
S	/	Déformation relative	6 x 1
D	A.s.m ⁻²	Déplacement électrique	3 x 1
E	V.m ⁻¹	Champs électrique	3 x 1
C	Pa	Raideur ou Constante élastique	6 x 6
h	V.m ⁻¹	Constante piézoélectrique	3 x 6
β	F.m ⁻¹	Constante d'imperméabilité diélectrique	3 x 3

Tableau 14 : Détails des paramètres décrivant les équations piézoélectriques

Les paramètres sont donnés en notation ingénieur [68] car les matrices T et S sont symétriques. Initialement elles ont une taille 3x3. Les trois premières composantes sont associées aux composantes tandis que les trois autres sont associées aux contraintes ou déplacement de cisaillement.

Si le terme h était nul, l'équation (40) reviendrait à la loi de Hooke (41) et à la loi reliant le déplacement au champ électrique (42).

$$T = C^D S \text{ avec } C^D \text{ le module d'Young (Matrice de raideur)} \quad (41)$$

$$E = \beta^S D : D = \epsilon E \quad (42)$$

B. Equation électrique

La même formulation que dans la partie III est adoptée. Le matériau piézoélectrique a une longueur l et est seulement considéré dans le cas unidimensionnel selon x . La modélisation électrique de la céramique s'appuie tout d'abord sur le courant créé par la céramique.

$$I = \frac{dQ}{dt}$$

or $Q = \Sigma D$

$$d'où I = \frac{d\Sigma D}{dt}$$

Le déplacement électrique est considéré comme uniforme quelque soit la position :

$$D(x,t) = D_0 e^{j\omega t}$$

$$I = \Sigma D_0 j\omega e^{j\omega t} = \Sigma D j\omega$$

$$\text{Finalement } D = \frac{I}{\Sigma j\omega}$$

La tension entre les électrodes de la céramique est la tension électrique créée entre $x=0$ et $x=l$.

$$V = \int_0^l E(x) dx$$

$$\text{or } E = \frac{D}{\epsilon^S} - hS$$

$$V = \frac{Dl}{\epsilon^S} - h(U(l) - U(0))$$

$$V = \frac{Il}{\Sigma j\omega \epsilon^S} - \frac{h}{j\omega} (\dot{U}_l - \dot{U}_0)$$

C_0 est la capacité bloquée de la céramique, c'est-à-dire la capacité de la céramique hors résonance en basse fréquence. Son expression est donnée dans l'équation (43).

$$C_0 = \frac{\Sigma \epsilon^S}{l} \quad (43)$$

$$V = \frac{I}{j\omega C_0} - \frac{h}{j\omega} (\dot{U}_l - \dot{U}_0)$$

$$V = \frac{1}{j\omega C_0} [1 - C_0 (\dot{U}_l - \dot{U}_0)] \quad (44)$$

$$I = j\omega V C_0 + h C_0 (\dot{U}_l - \dot{U}_0) \quad (45)$$

Finalement la tension aux bornes de la céramique et le courant parcourant la céramique sont respectivement exprimés dans les équations (44) et (45).

Dans la première équation structurelle (40), le terme $h^t D$ est homogène à une pression mécanique. Cette pression s'exerce sur la surface totale de la céramique Σ . $\Sigma h^t D$ est donc la force exercée par la céramique dans son environnement. Elle est notée F .

$$F = \Sigma h^t D = \frac{Ih}{j\omega} = hVC_0 + \frac{h^2 C_0}{j\omega} (\dot{U}_l - \dot{U}_0)$$

$$F = hVC_0 + \frac{h^2 C_0^2}{jC_0 \omega} (\dot{U}_l - \dot{U}_0) \quad (46)$$

Les équations (45) et (46) permettent de tracer la partie électrique du schéma de Mason de la céramique piézoélectrique comme montré en Figure 50.

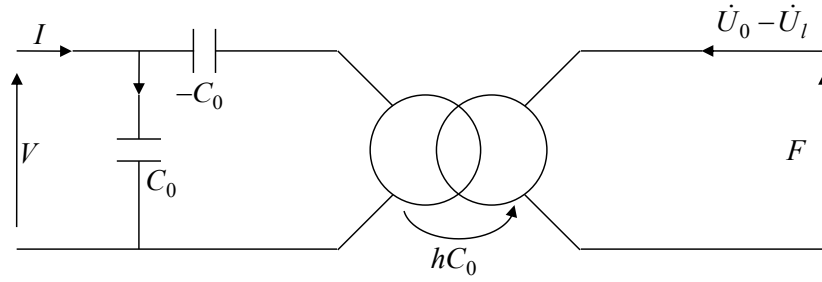


Figure 50 : Partie électrique du modèle de Mason pour une céramique piézoélectrique

Le terme hC_0 est le terme de transformation de la partie électromécanique. Sa valeur est en $C.m^{-1}$ ou en $N.V^{-1}$. Le Tableau 13 permet de confirmer que l'unité est en concordance avec une transformation électromécanique.

C. Equation mécanique

La première équation de l'équation couplée (40) est maintenant considérée dans sa version globale, c'est-à-dire en considérant les forces et non pas les pressions.

$$\Sigma T + \Sigma h^t D = \Sigma C^D S \quad (47)$$

A l'aide de l'équation (38), l'équation (47) peut s'écrire en $x=0$ et en $x=l$ grâce aux conditions aux limites.

$$\text{En } x=0 \rightarrow F_0 + F = Z \left(\frac{\dot{U}_0 - \dot{U}_l}{j \sin(kl)} + j \dot{U}_0 \tan\left(\frac{kl}{2}\right) \right)$$

$$\text{En } x=l \rightarrow F_l + F = Z \left(\frac{\dot{U}_0 - \dot{U}_l}{j \sin(kl)} - j \dot{U}_l \tan\left(\frac{kl}{2}\right) \right)$$

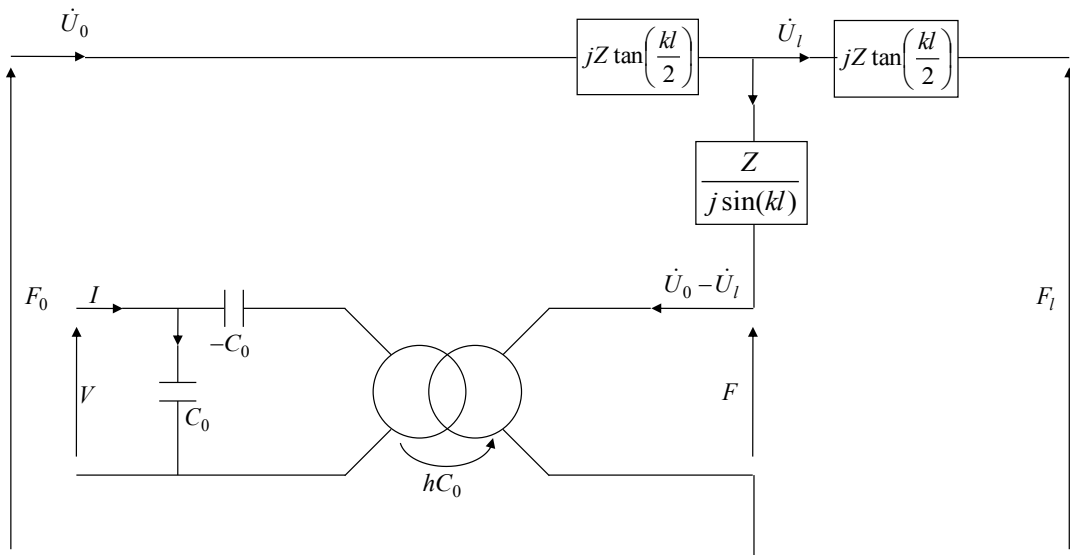


Figure 51 : Modèle de Mason de la céramique complète

Le modèle de Mason d'une céramique piézoélectrique apparaît comme l'imbrication du modèle électrique dans un modèle mécanique plus classique. Cette modélisation fait bien apparaître le couplage électromécanique à travers le transformateur apparaissant dans la partie électrique.

D. Modélisation par matrice de transfert

Le modèle de Mason de la céramique piézoélectrique peut être mis sous forme matricielle à partir de la forme donnée dans l'expression (48). Les forces F_0 et F_1 sont respectivement remplacées par $F_0 - F$ et $F_1 - F$ ce qui donne les expressions (49) et (50).

$$\begin{cases} F_0 - F = -jZ \left(\frac{\dot{U}_0}{\tan(kl)} - \frac{\dot{U}_1}{\sin(kl)} \right) \\ F_1 - F = -jZ \left(\frac{\dot{U}_0}{\sin(kl)} - \frac{\dot{U}_1}{\tan(kl)} \right) \end{cases} \quad (48)$$

$$\begin{pmatrix} F_1 - F \\ \dot{U}_1 \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} F_0 - F \\ \dot{U}_0 \end{pmatrix} \quad (49)$$

$$\begin{pmatrix} F_1 \\ \dot{U}_1 \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} F_0 \\ \dot{U}_0 \end{pmatrix} + (I_2 - T) \begin{pmatrix} F \\ 0 \end{pmatrix} \quad (50)$$

$$\text{avec } T = \begin{pmatrix} \cos(kl) & -jZ \sin(kl) \\ -\frac{j}{Z} \sin(kl) & \cos(kl) \end{pmatrix}$$

E. Modèle de Butterworth-Van Dyke [69]

Le modèle de Butterworth-Van Dyke a pour but d'étudier le comportement d'une céramique piézoélectrique (ou d'un actionneur piézoélectrique) autour de ses fréquences de résonance. La céramique piézoélectrique est non chargée à ses extrémités : $F_0 = F_1 = 0$, ce qui revient à mettre en court-circuit les extrémités du modèle présenté en Figure 51. Tous les éléments sont ramenés au primaire pour calculer l'impédance électrique vue des bornes électriques de la céramique.

$$Z_{eq} = \frac{Z}{j \sin(kl)} + j \frac{Z}{2} \tan(k \frac{l}{2}) \quad (51)$$

$$Z_{eq} = \frac{Z}{2j \tan(\frac{kl}{2})} \quad (52)$$

L'expression (52) est valide sur toute la plage de variation de sollicitation de la céramique. Or, le modèle BVD est valide uniquement près de la résonance.

$$Z_{eq} = 0 \rightarrow \frac{kl}{2} = \frac{\pi}{2} \quad (53)$$

La valeur particulière de k trouvée dans l'expression (53) permet de trouver la pulsation de résonance notée ω_r grâce à l'expression (27).

$$\omega_r = \frac{\pi c}{l} = \frac{\pi}{l} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (54)$$

La variation de fréquence est envisagée autour de la fréquence de résonance représentée par l'expression (55). L'expression finale de l'impédance mécanique équivalente est trouvée dans l'équation (56) après application du théorème de Taylor.

$$\omega = \omega_r + \delta \text{ avec } \delta \ll \omega_r \quad (55)$$

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{Zj\pi\delta}{4\omega_r} + o(\delta)^2 \quad (56)$$

L'impédance équivalente est maintenant assimilée à une impédance LC avec une fréquence de résonance égale à ω_r comme le montre l'expression (58). Le but est de déterminer les valeurs de l'inductance et de la capacité en fonction des différents paramètres.

$$Z'_{eq}(\omega) = \frac{1}{jC\omega} + jL\omega = j\left(\frac{LC\omega^2 - 1}{C\omega}\right) \quad (57)$$

$$LC\omega_r^2 = 1 \quad (58)$$

Un développement limité de l'expression (57) autour de la pulsation de résonance ω_r permet d'obtenir l'expression de l'impédance équivalente comme le montre l'expression (59).

$$Z'_{eq}(\omega) = jL\left(2\delta - \frac{2\delta^2}{\omega_r} + o(\delta^2)\right) \quad (59)$$

Les deux expressions de Z_{eq} (56), (59) sont approximées au premier ordre (60), ce qui permet de trouver les valeurs de L et de C (61).

$$\frac{Zj\pi\delta}{4\omega_r} = 2\delta jL \quad (60)$$

$$\begin{cases} L = \frac{Z\pi}{8\omega_r} \\ C = \frac{8}{Z\pi\omega_r} \end{cases} \quad (61)$$

Connaissant les différentes expressions de Z (34) et ω_r (54), les coefficients L et C peuvent être exprimés en fonction des paramètres mécaniques (62). Dans cet exemple où la fréquence considérée est la première fréquence de résonance, L est la masse modale et C est l'inverse de la raideur modale. En effet, l'expression de la capacité est un rapport entre une longueur au numérateur et une force au dénominateur. Le schéma équivalent pour le mode de résonance considéré est présenté en Figure 52.

$$\begin{cases} L = \frac{\Sigma l \rho}{8} = \frac{\text{Masse}}{8} \\ C = \frac{8l}{\pi^2 E \Sigma} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{\text{Raideur}} \end{cases} \quad (62)$$

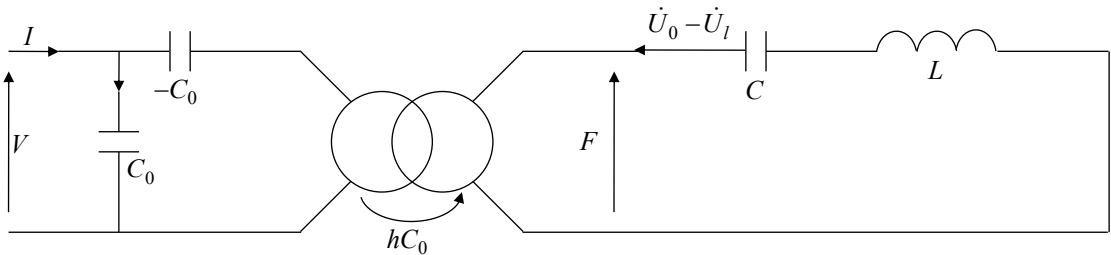


Figure 52 : Schéma équivalent du mode longitudinal considéré avec impédance mécanique au secondaire

La branche mécanique est ramenée au primaire pour obtenir l'impédance équivalente vue des bornes de la céramique piézoélectrique comme présenté en Figure 53. Les valeurs des différents paramètres sont présentées dans le Tableau 15.

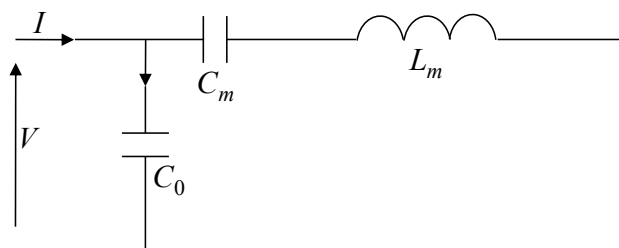


Figure 53 : Modèle de Butterworth-Van Dyke avec tous les éléments ramenés au primaire

	Expression complète	Expression simplifiée
C_0	$\frac{\Sigma \varepsilon_0 \varepsilon_r}{l}$	
L	$\frac{\Sigma l \rho}{8}$	$\frac{Masse}{8}$
C	$\frac{8l}{\pi^2 E \Sigma}$	$\frac{8}{\pi^2 Raideur}$
L_m	$\frac{l^3 \rho}{8 \Sigma h^2 \varepsilon_r^2 \varepsilon_0^2}$	$\frac{\Sigma l \rho}{8 h^2 C_0^2}$
C_m	$\frac{8 \Sigma h^2 \varepsilon_r^2 \varepsilon_0^2}{\pi^2 E l - 8 l h^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r}$	$\frac{C (h C_0)^2}{1 - h^2 C C_0}$

Tableau 15 : Récapitulatif des expressions des différents paramètres du schéma équivalent pour le premier mode de résonance

Seule la première fréquence de résonance mécanique est considérée. Pour les autres fréquences de résonance, des multiples de ces expressions peuvent être considérés comme en témoigne l'équation (63).

$$\omega_r = (2n + 1) \frac{\pi}{l} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (63)$$

$$\begin{cases} L = \frac{\Sigma l \rho}{8n} = \frac{1}{8(2n + 1)} \text{Masse} \\ C = \frac{8nl}{\pi^2 E \Sigma} = \frac{8}{(2n + 1)\pi^2} \text{Raideur} \end{cases} \quad (64)$$

F. Fréquence de résonance et d'antirésonance électrique

Les fréquences de résonance et d'antirésonance électrique peuvent être calculées analytiquement grâce à l'impédance électrique vue du primaire.

$$Z_{el} = \frac{L_m C_m \omega^2 - 1}{j\omega(C_0 L_m C_m \omega^2 - C_0 - C_m)} \quad (65)$$

Condition de la fréquence de résonance : Numérateur nul

$$\omega_{rel} = \omega_r \sqrt{1 - \frac{8h^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi^2 E}} \quad (66)$$

$$\omega_{rel} = \omega_r \sqrt{1 - N^2 \frac{C}{C_0}} \text{ avec } N = h C_0 \quad (67)$$

Condition de la fréquence d'antirésonance : Dénominateur nul

$$\omega_{ael} = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \omega_r \quad (68)$$

La fréquence d'antirésonance électrique se retrouve dans la fréquence de résonance mécanique. La différence entre les deux expressions (66) et (68) est principalement déterminée par le couplage électromécanique piézoélectrique [67] $N^2 \frac{C}{C_0} = h C C_0$. Il est aussi appelé facteur de couplage du système et est noté k^2 . Son expression est donnée dans l'expression (69).

$$k^2 = \frac{f_a^2 - f_r^2}{f_a^2} \quad (69)$$

$$k = h \sqrt{\frac{8\varepsilon_0\varepsilon_r}{\pi E}} \quad (70)$$

Le facteur de couplage est constitué d'un terme représentant le couplage piézoélectrique (h), d'un terme électrique ($\varepsilon_0\varepsilon_r$) au numérateur et d'un terme mécanique (E) au dénominateur. Ce terme est donné par les fournisseurs de céramiques piézoélectriques en fonction de la sollicitation considérée. Dans l'expression (70) il s'agit du coefficient de couplage pour un mode longitudinal.

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \quad (71)$$

Le facteur de qualité du système est calculé grâce au pic de phase. La bande passante à 3dB permet de trouver le facteur de qualité du système.

V. Présentations des deux structures assemblées

A. Différences fondamentales de la prise en compte des interfaces

Le contrôle des interfaces est une réponse à la modélisation de Bah [70] qui décrit correctement le comportement d'un résonateur soumis à différentes forces et développe même un modèle mathématique caractérisé par une modélisation par impédance acoustique.

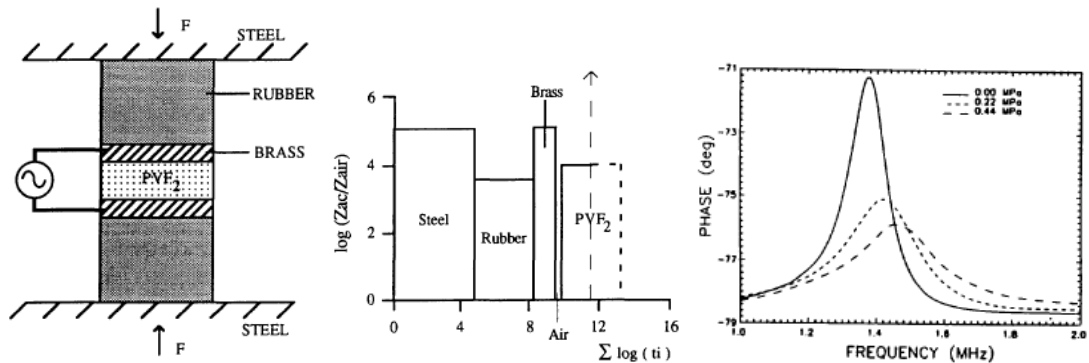


Figure 54 : (a) Architecture du résonateur de Bah, (b) Modélisation de Bah, (c) Evolution de la phase du résonateur en fonction de la force appliquée

La perte de signal à la résonance est notamment bien traduite en termes de phase en fonction de la force appliquée. Cette diminution de phase s'explique par la non-maitrise des interfaces du transducteur. L'introduction d'une couche d'air dans la modélisation permet d'avoir une modélisation correcte.

Une deuxième solution consiste à utiliser une autre structure de résonateur beaucoup moins sensible aux perturbations mécaniques. Cette solution est dite à mode interne où l'onde reste confinée au sein de la bielle entre les deux contremasses. Cette structure se justifie par la méconnaissance des contraintes aux bornes du transducteur. La dénomination est tirée des méthodes optiques [72] et plus particulièrement des miroirs de Bragg [71] où le principe consiste à confiner une onde électromécanique dans un substrat encadré par deux matériau d'indices optiques différents de manière à confiner l'onde. La cavité centrale est nommée cavité de Pérot-Fabry [73].

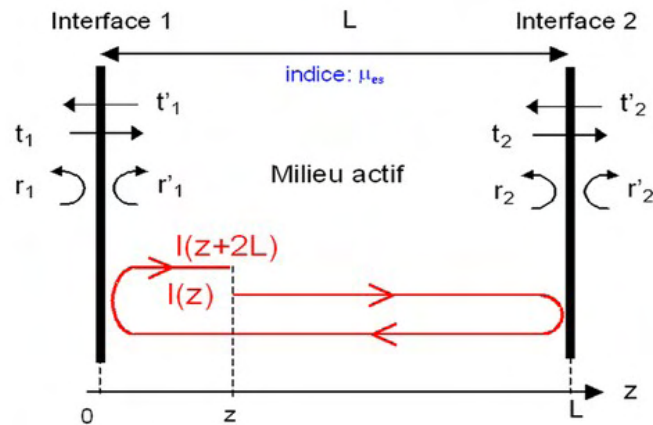


Figure 55 : Principe d'un miroir de Bragg, l'onde (en rouge) reste confinée dans le milieu actif

Les deux structures envisagées pour capter une force à la fois en traction et en compression sont la structure de Langevin classique et la structure à mode interne. Elles diffèrent par l'application de contraintes sur la structure et donc par la position des ventres et des nœuds de vibration.

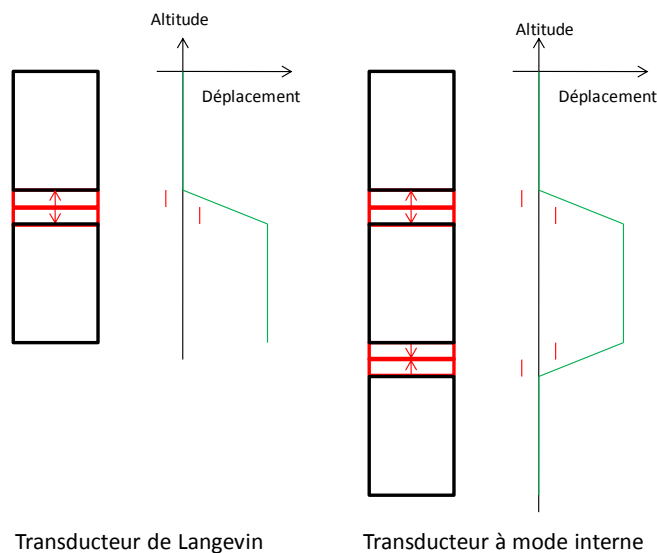


Figure 56 : Les deux types de résonateur et leurs enveloppes de vibration associée. La partie supérieure est considérée fixe d'où le déplacement nul à l'origine pour les deux transducteurs.

La Figure 56 illustre les deux types de résonateurs étudiés. Le transducteur de Langevin est la structure la plus simple mais les conditions aux extrémités ne sont pas connues ou considérées comme libre-libre. Le transducteur à mode interne est l'opposé du transducteur de Langevin en termes de conditions aux limites avec des déplacements nuls. C'est hélas une structure plus compliquée ayant deux packs de céramiques actives par phase au lieu d'un.

Les deux structures de transducteurs sont étudiées sous forme de matrices de transfert qui définissent leurs formes analytiques. Leurs modèles numériques sont fournis par ANSYS, un logiciel de calcul par élément fini.

B. Transducteur de Langevin

1. Présentation

Le transducteur de Langevin appelé initialement triplet de Langevin trouve son existence en 1915 pour la détection des icebergs. Il fait suite au naufrage du Titanic survenu 3 ans plus tôt. Le but

de ces recherches est donc de localiser les icebergs grâce à des ondes acoustiques utilisées dans le domaine ultrasonore.

Cet appareil est constitué d'un empilement de céramiques piézoélectriques, polarisées longitudinalement et de contremasses en métal (acier, aluminium, laiton...). Il est nommé transducteur car il permet de réaliser des fonctions de génération d'onde mais aussi de capteurs.

Le transducteur de Langevin est uniquement constitué de 2 céramiques piézoélectriques polarisées longitudinalement prises en sandwich entre deux contremasses en métal comme montré dans la Figure 42. Les formules analytiques permettent de déterminer les fréquences de résonance des modes longitudinaux d'un tel montage grâce aux seules valeurs des propriétés intrinsèques des différents matériaux.

2. Modélisation analytique

Au niveau du transducteur de Langevin, les conditions aux limites ne sont pas connues mais sont supposées en libre-libre donc de type symétriques aux bornes des transducteurs. Le premier rang du fondamental à considérer est donc égal à $n=2$. En effet $n=1$ correspond au cas bloqué-libre ce qui n'est pas le cas des conditions expérimentales. La fréquence de résonance considérée a donc pour valeur l'équation (72).

$$f_{\text{res}} = \frac{c}{2l} = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (72)$$

Pour des raisons de simplification, seules les contremasses en aluminium sont considérées ce qui maximise les fréquences de résonance et d'antirésonance. La résonance est donc légèrement surestimée. Pour l'aluminium le module d'Young est de 69GPa et sa masse volumique de 2700kg.m⁻³.

Longueur de contremasse extrême (mm)	Fréquence de résonance mécanique (Hz)
20	63190
30	42127
40	31595

Tableau 16 : Fréquence de résonance du transducteur de Langevin en fonction de la longueur de contremasse

Le modèle analytique est plus complet que la simple formule analytique (72). Il s'appuie sur la modélisation par impédance équivalente obtenue dans la partie précédente. Les matrices de transferts sont mises en série afin de constituer l'empilement du transducteur de Langevin comme présenté dans la Figure 57.

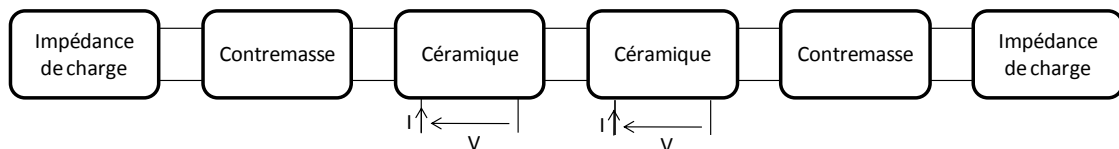


Figure 57 : Modèle matriciel implémenté sous Matlab

Un tracé de spectre pour un transducteur de Langevin ayant des contremasses de 20mm aux extrémités est montré dans la Figure 61. Les conditions aux limites sont de type libre-libre.

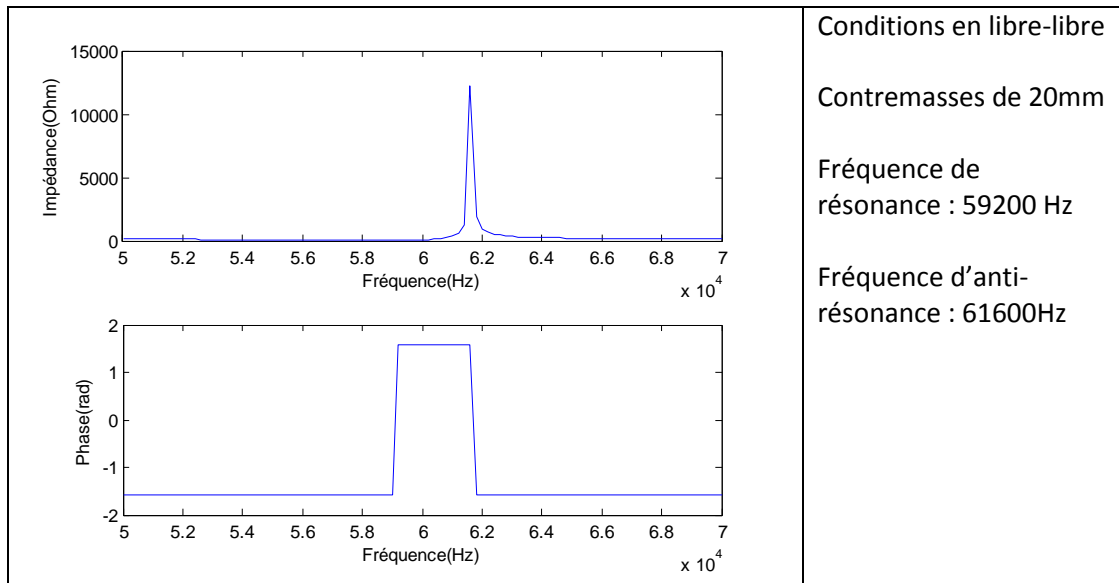


Figure 58 : Spectre du transducteur de Langevin obtenu sous Matlab

3. Modélisations numérique

Le logiciel Ansys permet de mesurer la fréquence mécanique des différents modes de la structure. Pour définir un transducteur piézoélectrique, la procédure est la suivante :

- Définition de l'élément de découpage
- Définition des longueurs caractéristiques afin de réaliser un modèle paramétrique versatile
- Définition des matériaux
- Définition de la géométrie à étudier
- Attribution des matériaux
- Conditions aux interfaces : en général, il s'agit d'un simple collage qui lie deux matériaux différents, numériquement parlant cela revient à créer un nœud commun lié aux deux matériaux, en pratique deux éléments ne sont pas collés
- Définition du maillage : approximation de la géométrie par des éléments de découpages
- Définition des conditions aux limites, application des contraintes (électriques et mécaniques)
- Résolution du problème à l'aide du solveur
- Exploitation des résultats

Le but de la modélisation numérique est de trouver la fréquence de résonance qui excite le mode adéquat. Dans le cas du transducteur de Langevin il s'agit du premier mode longitudinal. Sachant que les conditions aux limites du transducteur de Langevin ne sont pas connues des tests avec différentes géométries de contremasses sont effectués.

Longueur des contremasses extrême (mm)	20	30	40
Fréquence du mode précédent (Hz)	55640 (Cisaillement selon y)	24032 (Torsion selon z)	29188 (Torsion 2 selon x)

Fréquence du mode longitudinal (Hz)	56537	39105	29995
Fréquence du mode suivant (Hz)	60948 (Longitudinal selon x+y)	40490 (Torsion – cisaillement selon y)	34337 (Torsion 2 selon z)

Tableau 17 : Fréquences de résonance des modes proches du mode longitudinal considéré pour un transducteur de Langevin en fonction de différentes longueurs de contremasse considéré, conditions aux limites en libre-libre

Selon le Tableau 17, beaucoup de fréquences de résonance se chevauchent. Il faudra bien vérifier que les modes excités soient bien des modes longitudinaux.

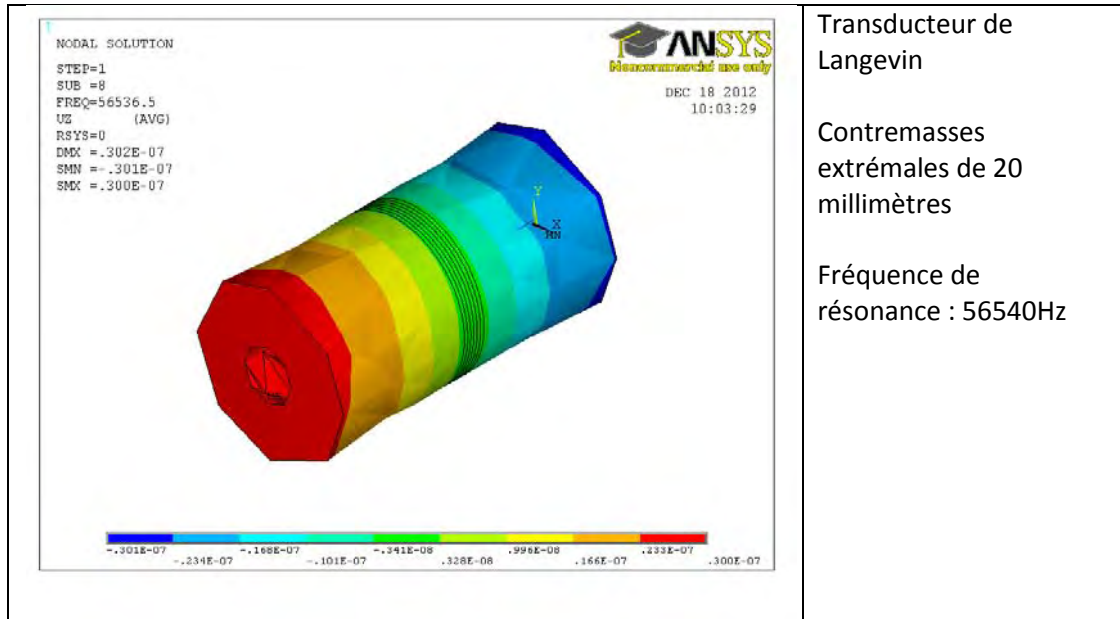


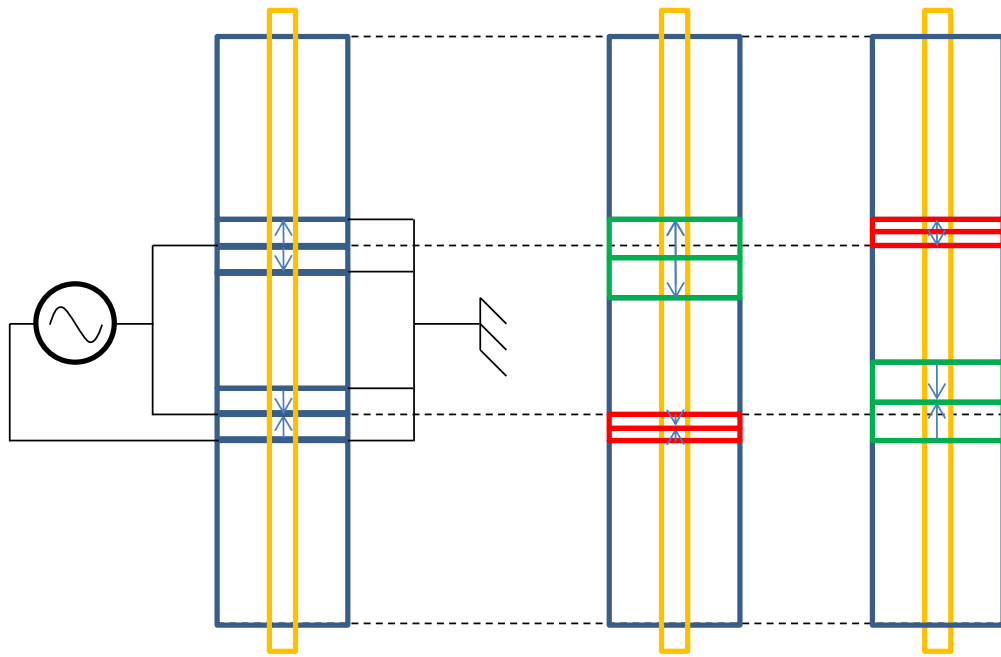
Figure 59 : Modélisation sous ANSYS, physionomie du mode considéré pour le transducteur de Langevin : Déformée selon z

Pour le transducteur de Langevin, le calcul analytique, la modélisation analytique (Matlab) et la simulation numérique donnent tout trois des solutions relativement proches. La fréquence de résonance diminue en passant d'une simulation simple (calcul analytique) à une simulation plus compliquée car le nombre de facteurs pris en compte augmente. L'introduction de pertes dans le modèle numérique peut expliquer ces erreurs qui demeurent faibles.

C. Transducteur à mode interne

1. Présentation

Le transducteur interne a pour vocation de palier un défaut du transducteur de Langevin à savoir la méconnaissance des conditions aux limites du transducteur. Le transducteur à mode interne a pour principe de faire vibrer une masse située entre deux packs de céramiques comme indiqué dans la Figure 60.



Structure à mode interne : Packs polarisés en opposition

Figure 60 : Détails de l'agencement des céramiques dans la structure à mode interne

2. Modélisation analytique

Il n'existe pas de formule analytique simple pour le transducteur à mode interne, néanmoins la structure est opposée à la structure en Langevin en termes de conditions aux limites. Si celles-ci sont bien respectées la formule analytique de calcul de fréquence du transducteur de Langevin (72) reste valide. Le premier rang à considérer est $n=2$ car les conditions sont maintenant bloqué-bloqué. Le transducteur à mode interne est réalisé en acier. Son module d'Young est de 210GPa et sa masse volumique est de 7700 kg.m^{-3} .

Longueur de contremasse totale (mm)	Fréquence de résonance mécanique (Hz)
$20+20+25=65$	40171

Tableau 18 : Fréquence de résonance du transducteur à mode interne en fonction de la longueur de contremasse externe

La modélisation analytique s'effectue de la même manière sous Matlab en associant les contremasses et céramiques composants le transducteur à mode interne. Le spectre d'une structure à mode interne avec des contremasses extrêmes de 20mm et une contre masse centrale de 25mm est montré dans la Figure 61. Les conditions aux limites sont bien sûr différentes car ce sont des conditions bloqué-bloqué qui sont utilisées.

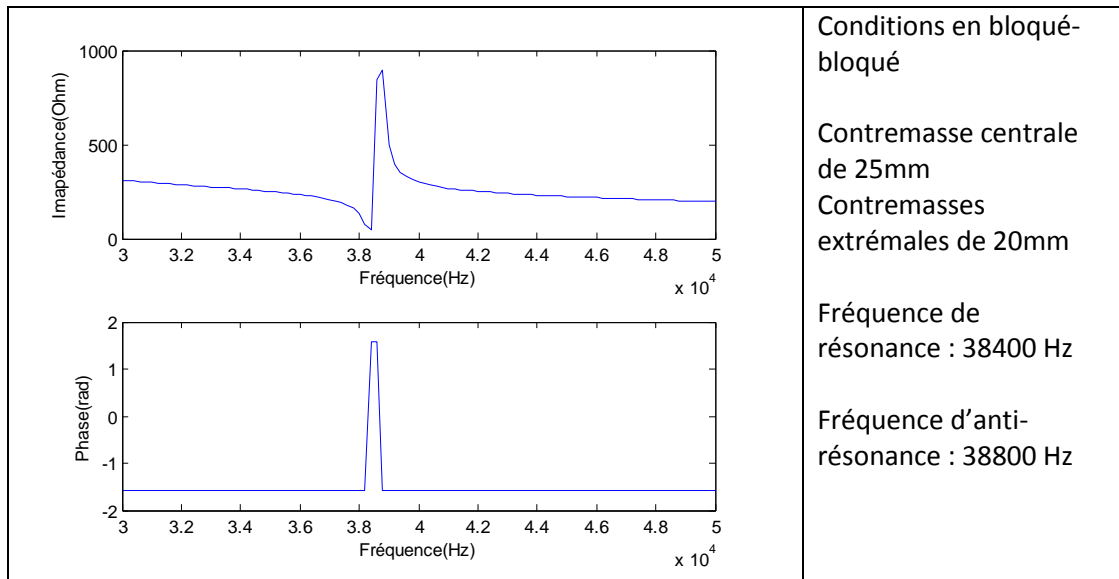


Figure 61 : Spectre du transducteur à mode interne obtenu sous Matlab

La condition bloquée-bloquée n'affecte pas les fréquences de résonance ou d'anti-résonance car la formule est la même si les conditions aux limites sont symétriques, néanmoins la modélisation par matrice de transfert semble correcte pour ce type de structure.

3. Modélisation numérique

La modélisation numérique s'effectue sous ANSYS comme pour le transducteur de Langevin. La principale différence concerne les conditions aux limites. Elles sont connues et fixes pour le transducteur à mode interne comme cela est montré dans la Figure 62.

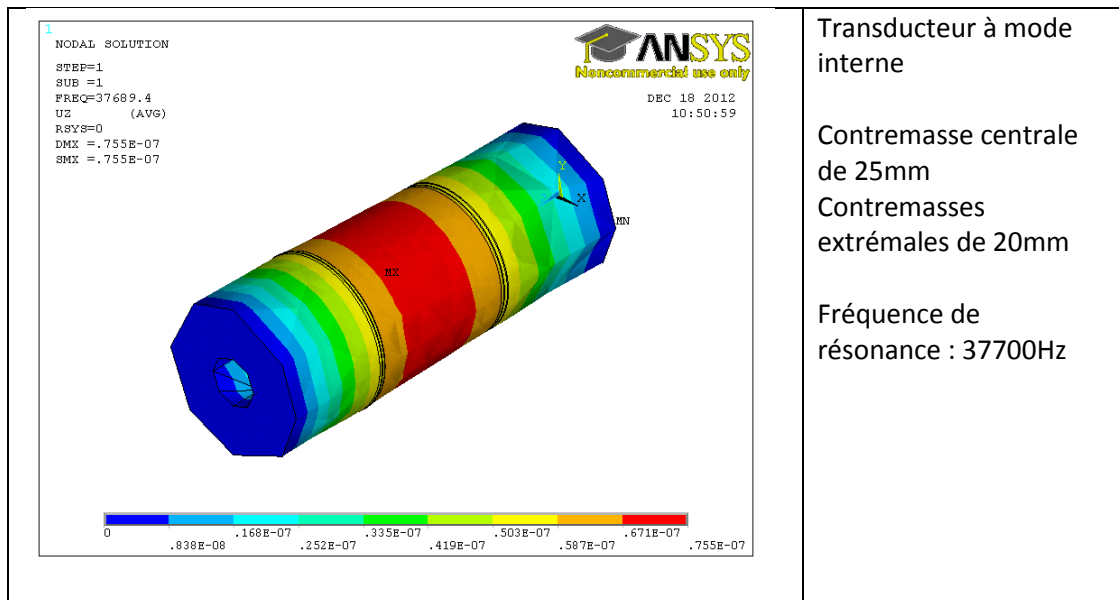


Figure 62 : Modélisation sous ANSYS, physionomie du mode considéré pour le transducteur à mode interne : Déformée selon z

Comme pour le transducteur de Langevin, le calcul analytique, la modélisation analytique (Matlab) et la simulation numérique donnent tous trois des solutions relativement proches pour le transducteur à mode interne

VI. Conclusion

Ce deuxième chapitre a abordé dans une première partie, un descriptif de quelques applications relevées dans la bibliographie, dont le principe de fonctionnement de la mesure est basé sur la variation d'impédance électromécanique. Certaines utilisées pour des microbalances pour des applications en micro-fluidique, d'autres pour l'analyse de défauts, d'autres encore pour l'analyse in vivo, montrent le large panel d'applications possibles de cette technologie, où pour certaines, une mesure relative permet de renseigner sur l'évolution d'un paramètre (densité, raideur, température, vieillissement de la peau...). Dans le contexte de la mesure d'effort, on peut noter l'application basée sur l'exploitation d'une structure piézoélectrique résonante de type Langevin. En revanche, on peut noter qu'aucune technologie répertoriée ne permet la mesure d'un effort de traction et de compression.

La deuxième partie de ce deuxième chapitre est consacrée à la mise en œuvre d'un modèle mathématique nécessaire à la détermination d'un schéma électromécanique équivalent d'une structure de conversion piézo-résonante de type Mason. Tous les éléments constitutifs de la structure empilée sont ensuite assemblés au travers d'une modélisation par matrice de transfert nous permettant ainsi de traiter conjointement deux structures distinctes de transducteurs : un transducteur de Langevin, et un transducteur à mode interne. Ces deux structures diffèrent par les conditions aux limites (application de l'effort aux nœuds de vibration pour la structure à mode interne et aux ventres sur la structure de Langevin).

Les deux structures proposées sont ensuite analysées en insistant sur le problème des conditions aux limites. Les modèles développés sont versatiles et permettent de prendre en compte divers phénomènes comme le comportement du capteur avec la température. La partie expérimentale est l'objet du chapitre suivant au sein duquel la fonction capteur est présentée analytiquement après avoir pris en compte les pièces de raccordement du capteur à son environnement.

Chapitre III : Analyse expérimentale et choix de la structure à implémenter

I. Introduction

Le chapitre précédent débouchait sur l'étude analytique d'un capteur de force à base de transducteur de Langevin et d'un autre basé sur une technologie dite à mode interne. Les formules analytiques décrivaient le comportement des céramiques piézoélectriques en fonction des différentes contraintes environnementales.

Ce chapitre explique les différents choix de mesurande, de stratégie de commande, de tension d'alimentation...les mieux adaptés à l'application « capteur de force ». Ce chapitre commence par traiter une structure apte à mesurer un effort de traction et de compression, en s'intéressant aux conditions de raccordement. La suite du chapitre s'intéresse à la commande à mettre en œuvre pour exploiter au mieux la nouvelle structure de transducteur. Finalement le chapitre se conclut par le choix d'une structure définitive pour le capteur final.

II. Problématiques liées à l'application d'efforts en traction

Les différents choix mécaniques se situent principalement au niveau des interfaces sachant que les interfaces doivent pouvoir supporter un effort tant de compression mais surtout de traction. Des connections de types rotules semblent adaptées pour transmettre les efforts. Hélas, il n'existe pas d'article scientifique mettant en avant l'utilisation de transducteur de Langevin en traction car cette fonction est difficilement réalisable.

A. Fixations mécaniques

La difficulté de mesurer un effort de traction provient de la conception même du transducteur de Langevin. La structure en sandwich répartit uniformément les efforts sur toutes les pièces de la structure lors d'un effort de compression. Lors d'un effort de traction, il faut une pièce susceptible de garder l'intégrité du transducteur. Cette pièce maintenant l'intégrité de la structure lors d'un effort en traction est une vis centrale liant les deux contremasses.

Pour appliquer un effort de traction sur le résonateur il faut tout d'abord imaginer un système compatible avec le banc de traction de test. De manière à conserver un certain degré de liberté du système, un système de rotule – chape a été adapté pour les différents résonateurs étudiés.

L'ajout des rotules sur le système a un très gros impact sur le spectre du résonateur comme le montre la Figure 63. Cette perturbation liée aux éléments de connexions ne permet pas de continuer plus loin les investigations car les fréquences supplémentaires rendent impossible la sélection d'une plage de fréquence efficace pour l'analyse d'impédance.

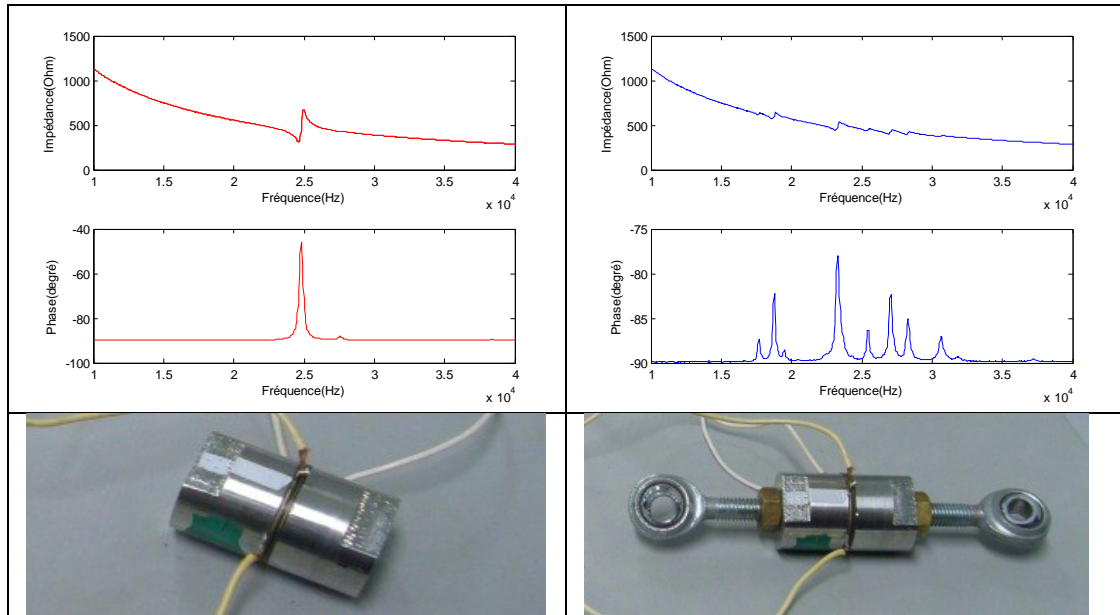


Figure 63 : Comparaison des spectres du résonateur nu et armé avec des rotules directement fixés sur les contremasses actives.

Lorsque le résonateur n'est pas armé, la fréquence de résonance est unique, alors que les biellettes ajoutent une multitude d'autres fréquences de résonance. Ces modes de résonance parasites avec des modes de flexions ou des modes de torsions. De plus les résonances sont moins marquées en accord avec la baisse de la phase : la fréquence unique du résonateur nu atteint les -40° alors que les résonances du transducteur armé atteignent à peine -78° . Cette baisse de vibration s'explique par une diminution du couplage de la structure globale lorsque les rotules sont connectées.

B. Mise en place de contremasses auxiliaires

Le système de chape-rotule comme interface entre la biellette et son environnement est une contrainte imposée par l'avionneur au niveau des interfaces. Ce système bien que mécaniquement intéressant perturbe trop le spectre de fréquence de transducteur pour qu'il puisse être utilisé tel quel.

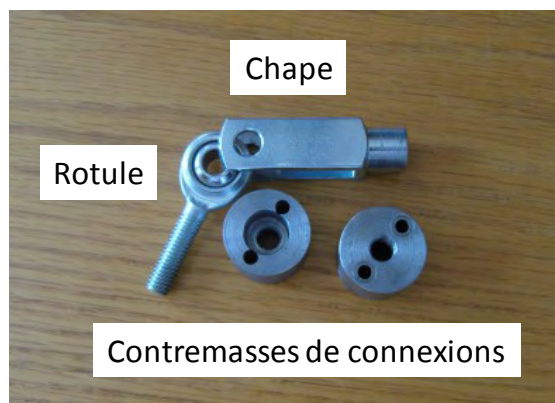


Figure 64 : Utilisation de contremasses auxiliaires pour limiter l'onde mécanique

Une solution consiste à placer des contremasses auxiliaires qui font tampon entre les contremasses actives où se produisent les ondes mécaniques et le système de fixation comme le montre la Figure 65. Ces contremasses auxiliaires permettent de reprendre les efforts du

transducteur mais sont faiblement couplées mécaniquement ce qui laisse l'onde mécanique confinée au sein du transducteur.

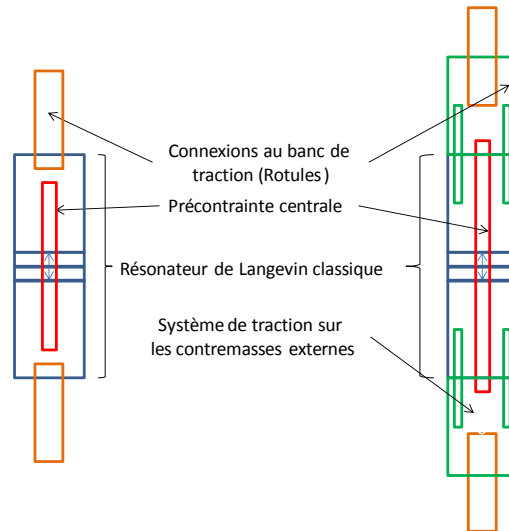


Figure 65 : Evolution du concept de fixation au banc de traction pour un transducteur de Langevin

III. Présentation du matériel expérimental

Le matériel expérimental se décompose principalement en deux parties, une partie mécanique permettant l'application d'un effort statique ou dynamique et une partie électronique d'alimentation et de commande permettant un pilotage complet du système grâce à un banc dSPACE [74]. Le banc de test complet est présenté dans la Figure 66.

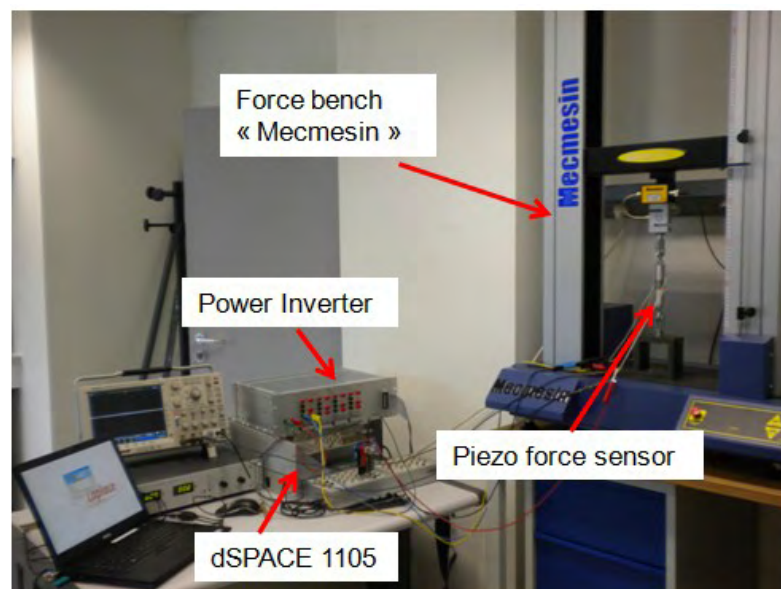


Figure 66 : Banc de test comprenant les parties mécaniques et électriques

A. Partie mécanique

Les sollicitations mécaniques sont assurées par un banc de traction permettant d'appliquer des contraintes sur le transducteur. Les contraintes appliquées peuvent être statique ou même dynamique avec la possibilité de mettre un profil de force ou de déplacement en fonction du temps.

Ceci permet par exemple de mesurer la raideur d'une éprouvette et donc le module d'Young du matériau constitutif.

Ces contraintes sont mesurées grâce à un capteur à jauge de contrainte monté en série avec le transducteur. Différentes jauges de contraintes sont fournies avec le banc ce qui permet de varier la raideur et la précision du capteur. Les capacités des jauges varient de 1N à 25kN.

La raideur du banc de test doit être connue afin de bien différencier la raideur inhérente au banc de traction et celle du transducteur. Pour vérifier cette propriété, le capteur du banc seul est mis en sollicitation sans qu'il y ait de corps étrangers entre le capteur et le support. L'essai est montré dans la Figure 67. La force est délivrée par le capteur du banc et le déplacement est aussi donné par le banc de traction.

La raideur du capteur du banc de traction est de 5270N.mm^{-1} ce qui est inférieur à 9000N.mm^{-1} qui est la raideur exigée par le cahier des charges.

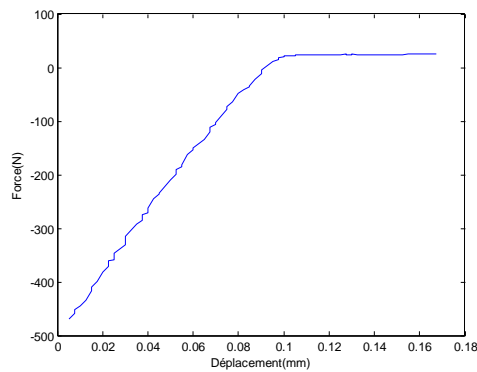
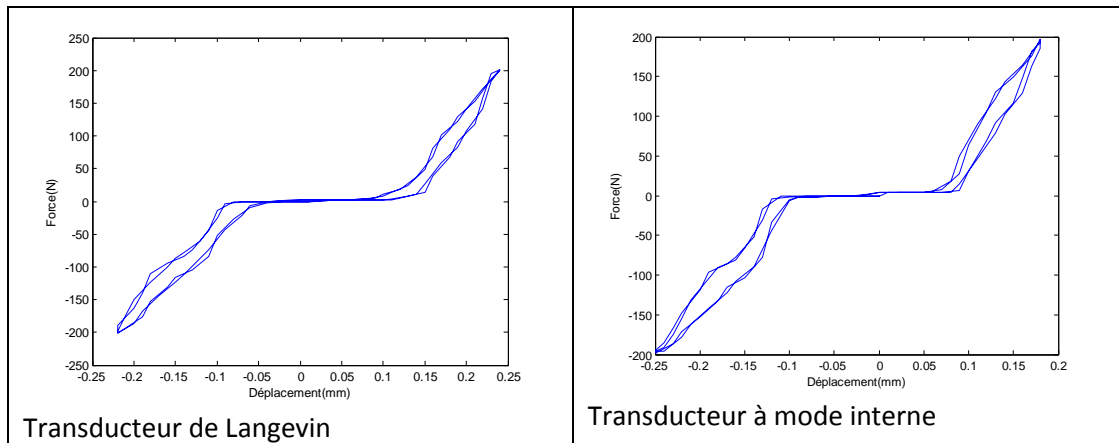


Figure 67 : Test du capteur implémenté sur le banc de traction (valeur de sollicitation maximale : 5000N)



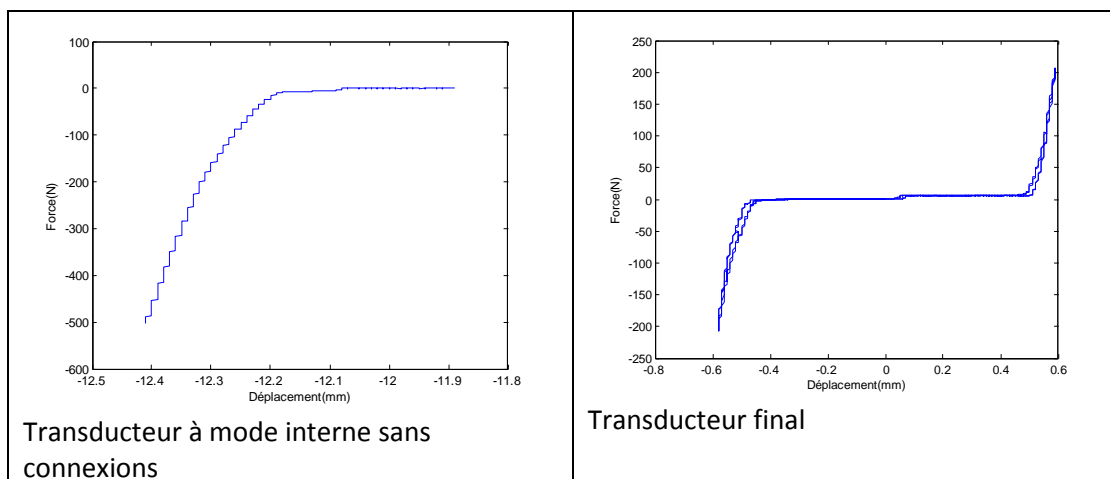


Figure 68 : Diagrammes force-déplacement du transducteur de Langevin, du transducteur à mode interne et du transducteur final permettant de calculer les raideurs

Les raideurs des différents capteurs qui seront testés ultérieurement sont présentées dans la Figure 68. Les raideurs permettent de voir l'impact du banc de traction sur les mesures. Les raideurs obtenues expérimentalement doivent être comparées avec les raideurs analytiques.

En traction, la principale raideur est la raideur de la vis de précontrainte. Cette vis de précontrainte est bien connue et sa raideur est d'environ $300 \cdot 10^6 \text{ N.m}^{-1}$ ce qui est un ordre supérieur à la spécification exigée par l'avionneur.

En compression, seules les contremasses sont considérées. Le transducteur à mode interne est en acier ce qui explique la plus forte raideur de ce dernier par rapport au transducteur final ou au transducteur de Langevin.

Raideur (N.mm^{-1})	Transducteur de Langevin	Transducteur à mode interne	Transducteur final	Transducteur à mode interne sans connexion
Analytique en compression	$150 \cdot 10^3$	$270 \cdot 10^3$	$100 \cdot 10^3$	$270 \cdot 10^3$
Analytique en traction	$300 \cdot 10^3$	$300 \cdot 10^3$	$300 \cdot 10^3$	
Expérimentale en compression	1530	1670	2420	3130
Expérimentale en traction	1436	1210	2510	

Tableau 19 : Comparaison des raideurs analytiques et expérimentales

D'après le Tableau 19, il semble que les raideurs mesurées proviennent essentiellement du système de fixation utilisé ainsi que du capteur intégré au banc de traction. En effet les valeurs de raideurs trouvées pour les transducteurs sont du même ordre que la raideur intégrée au banc de traction. Lors du test du transducteur utilisé sans connexion, les deux interfaces ne sont pas parfaites avec la présence de trous, servant à fixer le système de fixation.

Ces tests ne permettent pas de conclure si les transducteurs respectent le cahier des charges au niveau de la raideur minimale car le banc de traction limite cette mesure. A priori les valeurs obtenues analytiquement sont suffisamment élevées pour supposer que tous les transducteurs respectent la contrainte de raideur minimale.

B. Electronique d'alimentation et de commande

Les spectres d'impédance des transducteurs sont obtenus grâce à un analyseur d'impédance, présenté dans la Figure 69 qui permet de calculer rapidement l'impédance en fonction de la fréquence. Cela permet de vérifier les résultats obtenus analytiquement ou même sous Ansys. L'analyseur d'impédance est limité en termes de puissance c'est pourquoi un banc de puissance fut développé dans le cadre de la thèse.

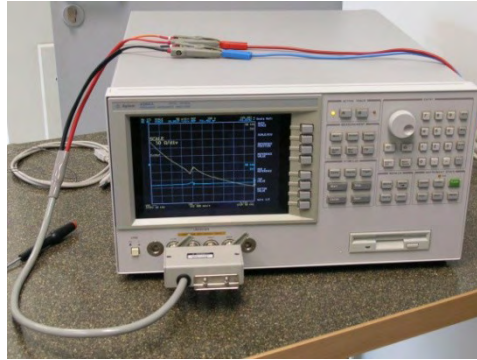


Figure 69 : Analyseur d'impédance Agilent 4294a

Cette partie présente la conception de la partie électronique de puissance et les caractéristiques des 4 cartes d'alimentation réalisées par NOVATEM [75] dans le but d'alimenter le futur capteur d'effort. L'alimentation du capteur d'effort est interfacée avec le système dSpace qui permet d'obtenir une très grande modularité de la commande.

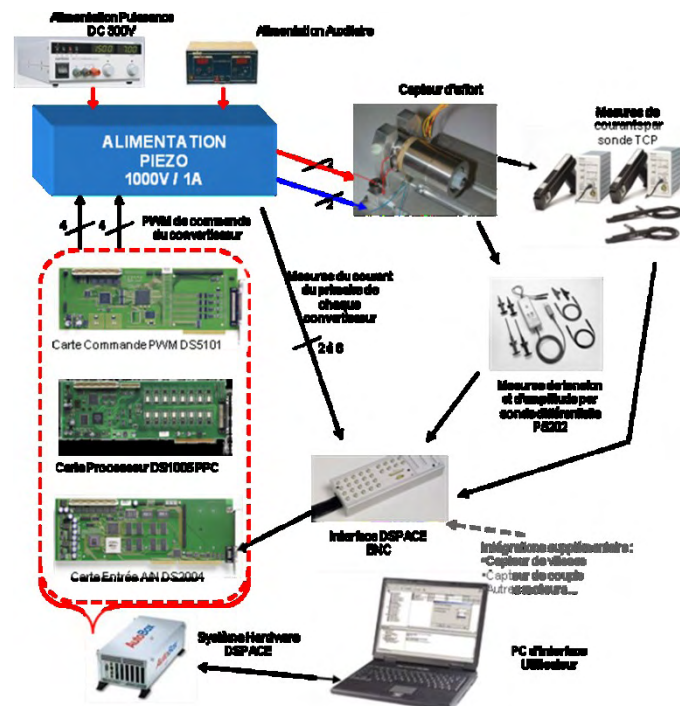


Figure 70 : Intégration du capteur de force au sein de la nouvelle alimentation Piezo de Novatem avec son interface dSpace

1. Configuration du circuit de puissance

Le concept de l'alimentation dédiée aux actionneurs piézoélectriques permet de piloter n'importe quel type de charge piézoélectrique (capteur d'effort, moteur, ...). La topologie du

convertisseur de la carte d'alimentation est présentée dans la Figure 71. Cette topologie permet d'utiliser les deux modes d'alimentation DC et AC.

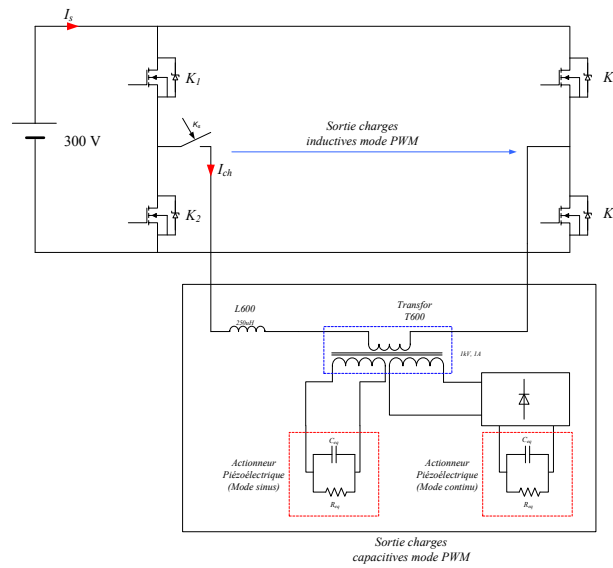


Figure 71 : Schéma électrique de la carte d'alimentation

Paramètres	Symbole	Valeurs
Tension entrée de convertisseur	Vs	0-300V
Courant entré du convertisseur	Is	0-3.33A
Inductance filtrée Ls (250μH- 4A - 50kHz)		
Inductance de filtre	Ls	250nH
Résistance de l'inductance filtrée	Rs	22mΩ
Transformateur (1kVA – 1A- 50kHz)		
Rapport des enroulements	N1/N2	3.682
Résistance du premier enroulement	R1	47mΩ
Résistance du secondaire enroulement (mode sinus)	R2	723mΩ
Inductance magnétisante du transformateur	Lm	13.46mH
Résistance des pertes magnétisantes du transformateur	Rm	30kΩ

Tableau 20 : Paramètres des composants du convertisseur

Les performances obtenues (tension maximum et courant maximum) sous la variation de charge piézoélectrique sont limitées intrinsèquement par la définition du calibre de l'alimentation défini dans le Tableau.

Cette alimentation permet de piloter n'importe quel type de charge piézoélectrique avec des formes d'ondes :

- Sinusoïdales (+/-1000V, 1A, 30kHz à 50kHz)
- Continues (Créneaux de tension BF, 0/+1000V)

Le système d'alimentation est constitué :

- De cartes de puissance : une carte de puissance 1000V/1A par cellule piézoélectrique montrée dans la Figure 72.
- Du système dSpace pour la commande des cartes de puissance

- De capteurs (sondes de courant, sondes de tension,...) permettant la commande du système
- D'une source de puissance DC 300V
- D'alimentations auxiliaires bas niveau : +5V, +15V

Charges inductives	Grandeurs		Caractéristiques	Observations
	Tension		0V → 300 V	
	Fréquence PWM		0 → 200 kHz	PWM
	Temps mort minimum		25 ns	
	Précision		25 ns	
	Courant maximum		4 A	
	Récupération d'énergie		900W	En phase transitoire
			40W	En mode continu
Charges Capacitives	Mode sinusoïdal	Tension sortie	0V → 1000 V crête maximum sinusoïdale	
		Courant de sortie du transformateur	0 → 1 A crête maximum sinusoïdale	
		Domaine d'alimentation des charges	Résistif	1kΩ → 100kΩ
			Capacitif	1nF → 100nF
		Fréquence de sortie	30kHz → 50kHz	Fondamental de l'onde
	Mode continu	Tension de sortie	1000 VDC	
		Courant de sortie	100mA DC moyen	Une fois le régime transitoire terminé
			1A maximum	En phase transitoire
		Fréquence des cycles	100 Hz maximum	Créneaux de tensions
		Domaine d'alimentation des charges	Résistif	10kΩ à 100 kΩ
			Capacitif	100nF à 1μF

Tableau 21 : Caractéristiques de l'alimentation

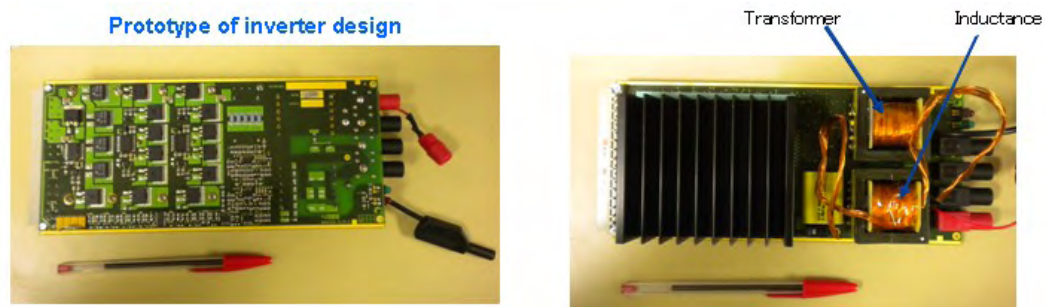


Figure 72 : Carte de puissance (une par phase)

2. Banc de caractérisation des actionneurs piézoélectriques sous dSpace

dSpace est un outil d'ingénierie pour le contrôle, la mesure et le test de systèmes mécatroniques. Cet outil versatile permet de piloter les cartes de puissances. Le système dSpace est constitué d'une partie hardware et de logiciels. La configuration hardware est constituée :

- D'une carte processeur DS1005 PPC
- D'une carte de commande PWM DS5101
- D'une carte de conversion de mesure DS2004

Les différents logiciels sont :

- Matlab/Simulink permettant le pilotage des cartes et le contrôle du système (Real Time Workshop : RTW)
- Un compilateur pour l'implémentation de la commande initiale dans le calculateur
- Un outil de conception d'interface utilisateur pour la commande du système

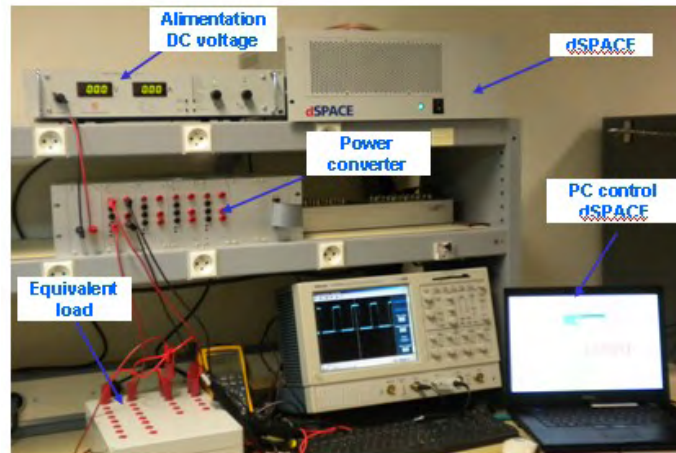


Figure 73 : Banc dSpace : caractérisation des actionneurs piézoélectrique

Pour comparer les résultats de simulation et les résultats mesurés, la charge est composée d'un condensateur connecté en parallèle avec une résistance.

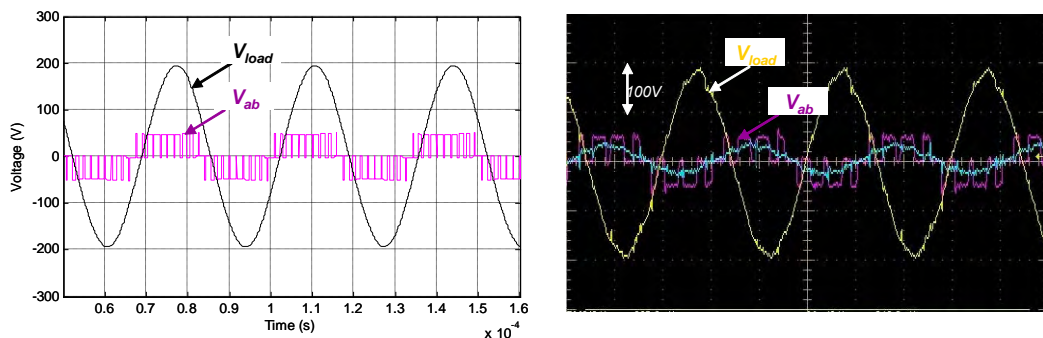


Figure 74 : Comparaison entre (a) résultats simulés et (b) mesurés sous dSpace ($C_{eq}=2nF$ & $R_{eq}=1k\Omega$, $f=30kHz$, $V_s=50V$)

La partie capteur est directement implémentée dans le banc dSpace sur la carte d'entrée/sortie DS2004 comprenant les capteurs de tension. L'alimentation des deux structures de transducteurs est présentée dans la Figure 75.

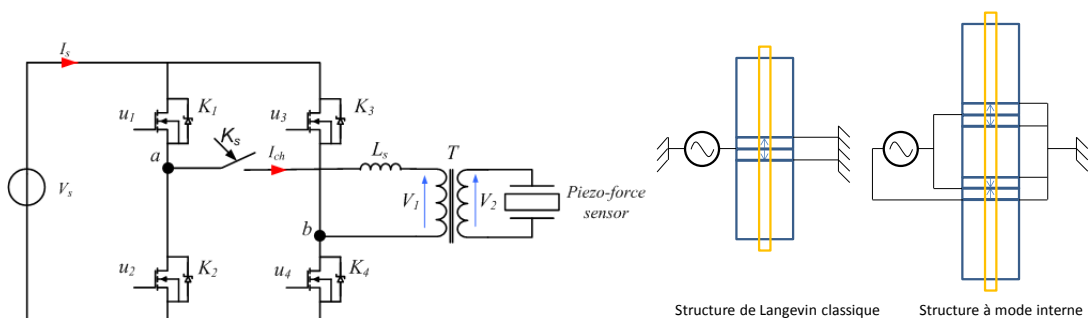


Figure 75 : Alimentation électrique des deux structures grâce à l'onduleur

IV. Caractérisation des deux transducteurs utilisés à vide

A. Introduction

Deux types de transducteurs ont été réalisés pour pouvoir comparer les différentes technologies et leurs impacts sur les performances des capteurs.

Le transducteur de Langevin a été réalisé uniquement en aluminium avec des contremasses mesurant 20 millimètres de longueur ce qui permet d'avoir des fréquences de résonances longitudinales exploitables. Les contremasses auxiliaires ont aussi une longueur de 20 millimètres. Ces contremasses n'ont à priori pas d'influence sur le comportement de la structure.

L'autre type de transducteur est de type mode interne. Il est uniquement composé d'acier. La contremasse centrale est d'une longueur plus importante que les contremasses extrémales avec une longueur de 25 millimètres. Les deux types de transducteurs sont présentés dans la Figure 76.

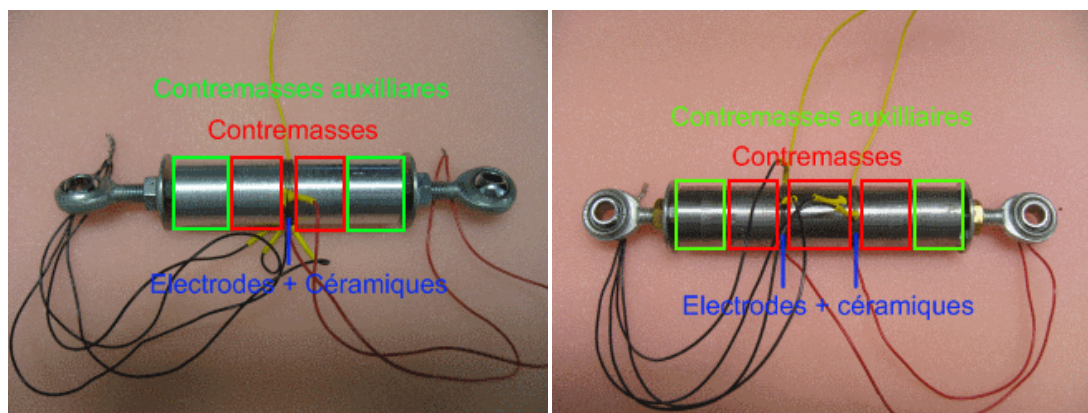


Figure 76 : Assemblage des deux différents transducteurs, (a) Transducteur de Langevin, (b) Transducteur à mode interne, les contremasses auxiliaires (tampons) sont présentes dans les deux cas

Comme indiquée dans la présentation du banc expérimental, la première étape consiste à obtenir les spectres d'impédance des transducteurs afin de vérifier la fréquence de résonance et l'acuité à la résonance des différents transducteurs.

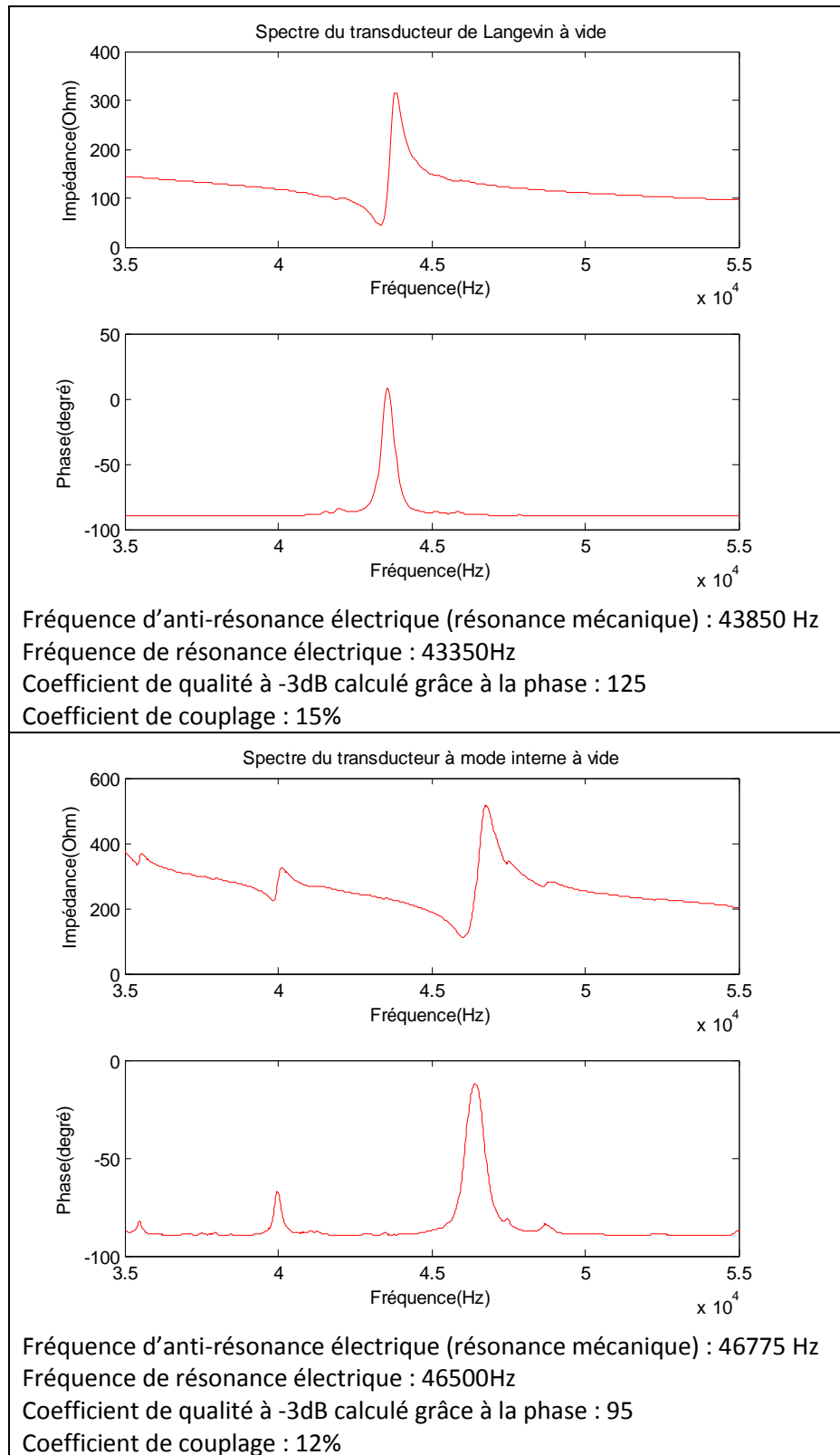


Figure 77 : Spectre fréquentiel des deux transducteurs assemblés

Au niveau des fréquences les résultats expérimentaux sont peu en accord avec les calculs réalisés dans le chapitre précédent. En effet, le transducteur de Langevin possède une fréquence de résonance bien inférieure à la fréquence trouvée analytiquement, alors que le transducteur à mode interne a une fréquence de résonance supérieure au résultat trouvé analytiquement. Afin de

comprendre pourquoi les fréquences sont si différentes il faut s'intéresser aux contremasses auxiliaires qui perturbent le système initial.

B. Influence des précontraintes

Deux types de précontraintes par l'intermédiaire des couples de serrages affectent la structure. Il s'agit du couple de la vis centrale responsable de la précontrainte ainsi que des vis auxiliaires permettant de fixer les contremasses auxiliaires au système de traction. La relation entre le couple de serrage et la force de précontrainte est la formule de Kellermann et Klein, donnée dans l'expression(73) avec le détail des unités dans le Tableau 22. Le couple est en N.m et la force est en N. Les couples de serrage ont été mesurés à l'aide d'une clé dynamométrique.

$$C = \frac{(0.16p + 0.583 F_f D_f + 0.5 F_t D_m) F}{1000} \quad (73)$$

	Description	Unité	Précontrainte principale	Précontrainte secondaire
p	Pas de la vis	mm	1	0.7
Ff	Coefficient de frottement au niveau du filetage	/	0.3	0.3
Df	Diamètre sur flanc de la vis	mm	6	4
Ft	Coefficient de frottement au niveau de la tête de vis	/	0.3	0.3
Dm	Diamètre moyen au niveau de la tête de vis	mm	8.5	5.5

Tableau 22 : Paramètres permettant de calculer la précontrainte en fonction de la force appliquée

L'influence des divers couples de serrage est présentée dans le Tableau 23 et le Tableau 24 au niveau de la variation de fréquence de résonance et de la phase maximale. Les précontraintes sont importantes car elles déterminent la localisation des différentes contraintes au sein du transducteur. La précontrainte centrale agit sur la fréquence de résonance du système et sur son intensité, c'est-à-dire sa phase maximale. En aucun cas elle ne détermine la monotonie du système donc sa possibilité de mesurer un effort de traction. Les précontraintes des vis extrémales agissent principalement sur la monotonie du système et influent peu sur la fréquence de fonctionnement du système. La possibilité de capter un effort statique est directement liée à ces précontraintes.

Couple (N.m)	Précontrainte totale (N)	Précontrainte normalisée (MPa)	f_φmax (Hz)	φmax (°)	Monotonie
2	805	1.8	32510	-73	Non
4	1610	3.7	38500	-50	Non
6	2415	5.5	40900	-25	Non

Tableau 23 : Influence du couple de serrage de la vis centrale, (couple des vis auxiliaires : négligeable)

Couple (N.m)	Précontrainte totale (N)	Précontrainte normalisée (MPa)	f_φmax (Hz)	φmax (°)	Monotonie
0.5	1190	2.7	42000	-40	Non
1	2370	5.4	43500	-41	Trop bruité
1.5	3560	8.1	44500	-36	Oui
2	4750	10.8	45300	-40	Oui

Tableau 24 : Influence du couple de serrage des vis auxiliaires, (couple de la vis interne : 6N.m)

Des tests adaptés c'est-à-dire contrôlés avec un analyseur d'impédance ont été effectués avec le transducteur de Langevin. Un essai avec une faible précontrainte (3N.m central et 1.5N.m en extrémal) a été effectué. Mais la trop faible précontrainte ne permet pas de capter une tension suffisante. Ainsi, Une très forte précontrainte a été appliquée sur les packs de céramiques centraux (9N.m) et une précontrainte normale a été appliquée sur les précontraintes extrémales (1N.m). Le résultat est très satisfaisant dans la plage de fréquence considérée c'est à dire inférieure à la fréquence de résonance.

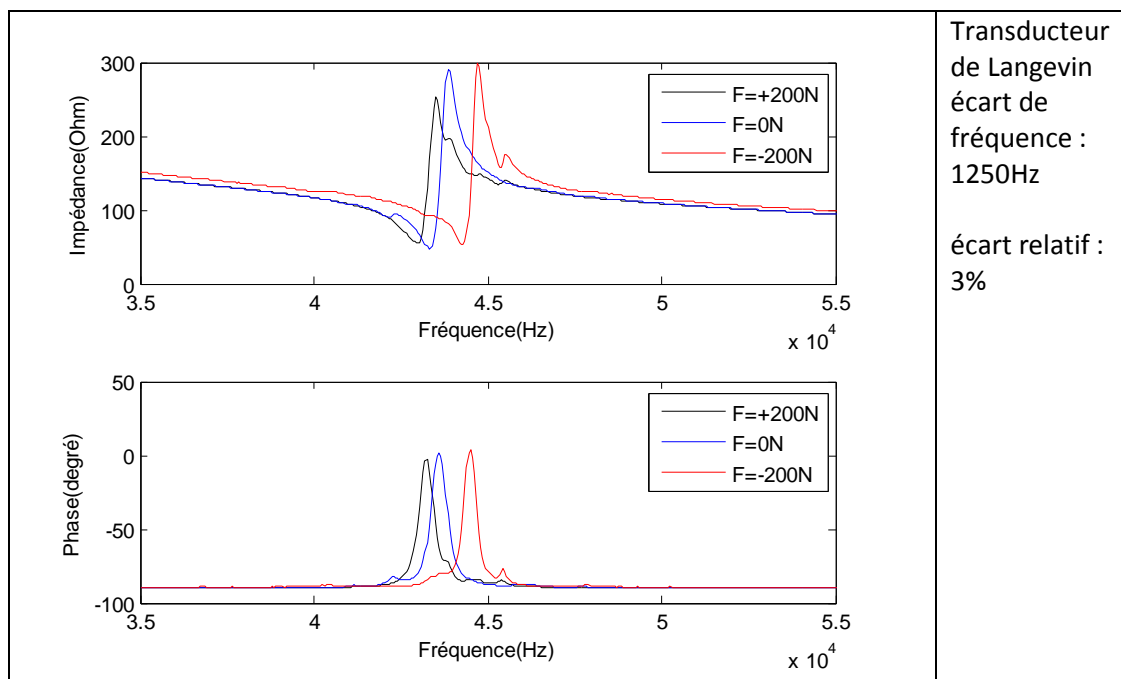
Ces tests montrent que pour les deux types de transducteur, la contremasse auxiliaire est importante et est à prendre en compte. Les précontraintes influent grandement sur la valeur de la fréquence de résonance du système.

V. Validation expérimentale des deux transducteurs

Le but des deux transducteurs assemblés est de mesurer une force statique. Plusieurs mesurandes peuvent être envisagés pour mesurer cette variation de force appliquée. De cette mesurande dépend principalement les différentes stratégies d'alimentation du capteur. La première étape consiste à mesurer la variation de spectres d'impédance en fonction de la force appliquée à l'aide de l'analyseur d'impédance.

A. Influence d'une force statique sur les spectres fréquentiels

Les deux transducteurs sont testés sur le banc de traction. La gamme d'effort testée correspond au cahier des charges en traction et en compression. Une force positive correspond à un effort en traction tandis qu'une force négative correspond un effort en compression. La Figure 78 représente les spectres des deux différents types de transducteurs pour différentes forces. Les mesures sont effectuées grâce à l'analyseur d'impédance montré dans la Figure 69. Les deux spectres confirment la possibilité d'utiliser les deux transducteurs comme capteurs de force.



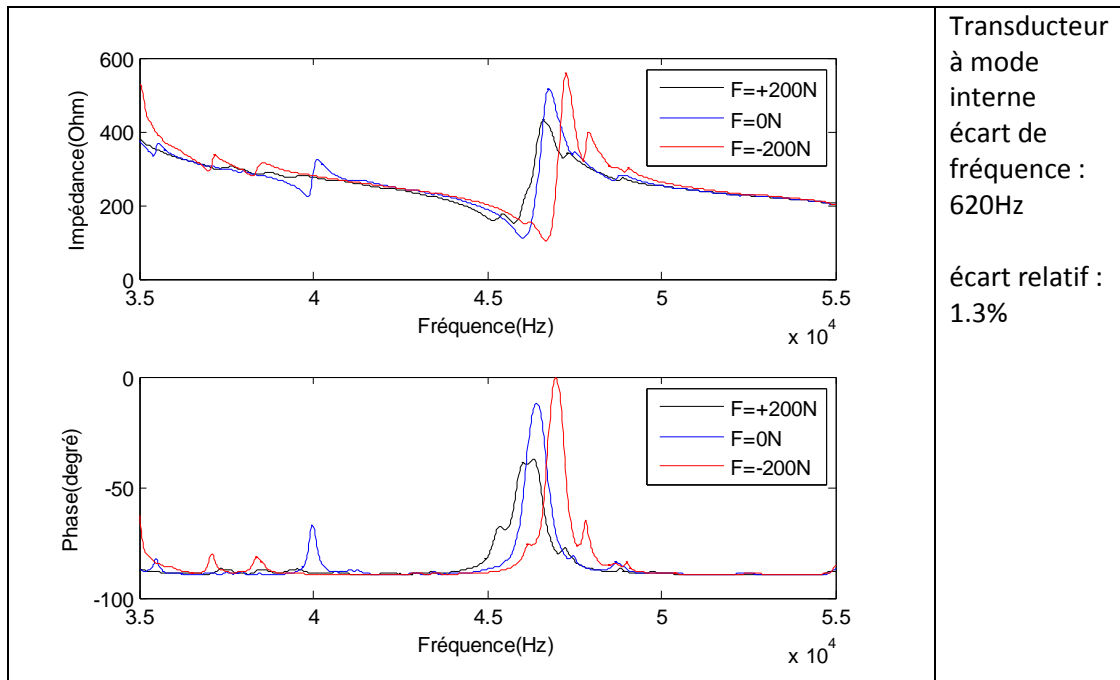
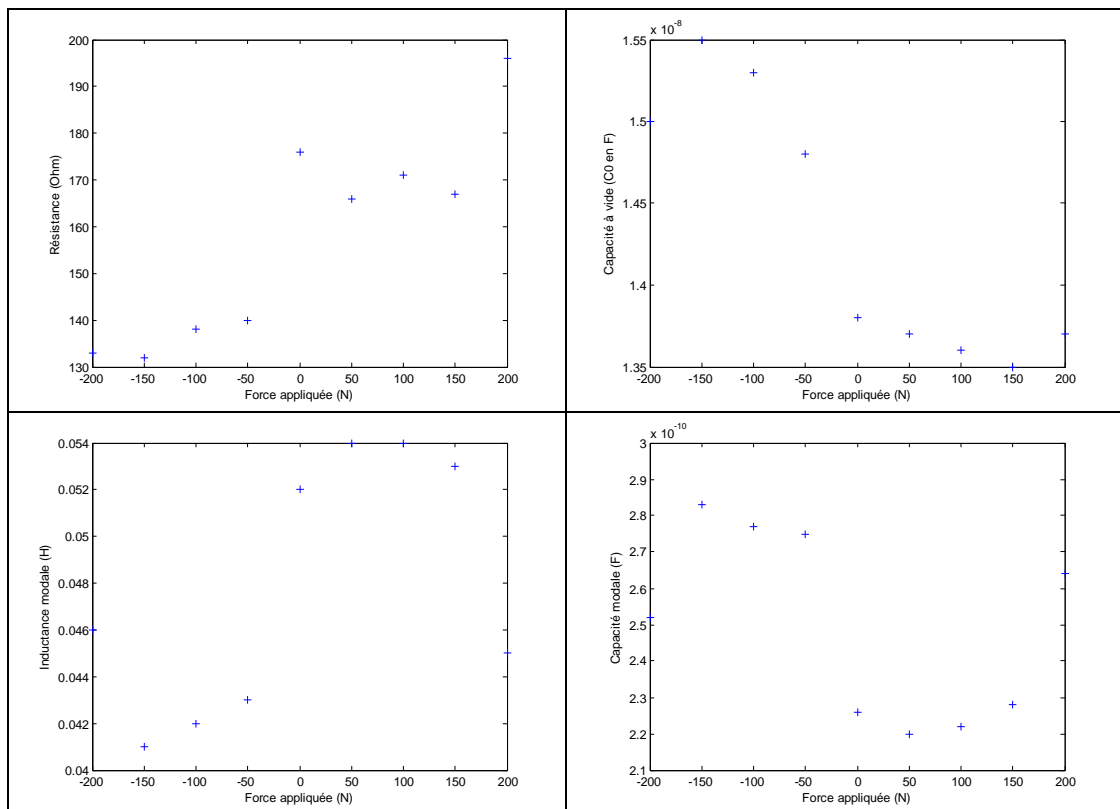


Figure 78 : Spectre des deux transducteurs en fonction de la force appliquée

Ces deux essais de spectres témoignent de la possibilité de mesurer un effort grâce à une variation de spectre de résonance. La mesure la plus directe s'appuie sur une mesure du courant qui renseigne directement sur l'impédance électrique de la structure. Au niveau des différences entre les deux structures : la variation de spectre du transducteur de Langevin est plus importante d'un facteur deux par rapport à son homologue à mode interne que ça soit en mesure absolue ou en mesure relative. Cela peut laisser présager d'une meilleure résolution du capteur.



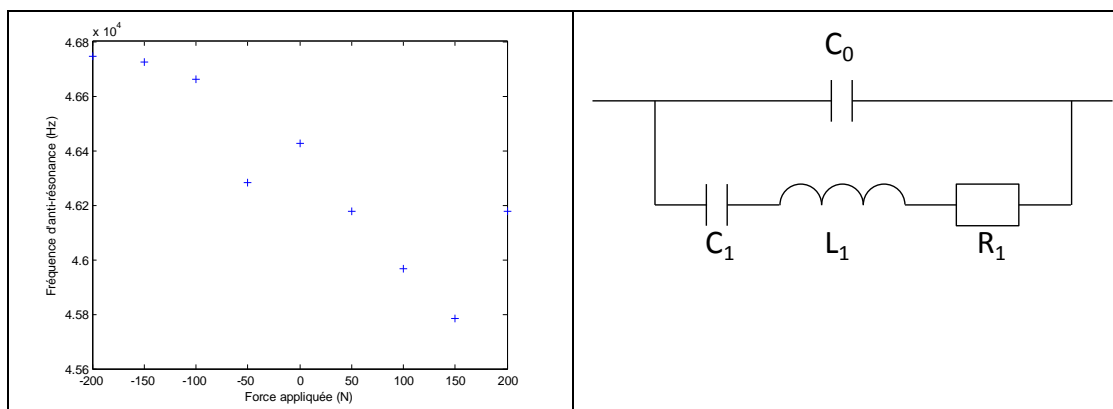


Figure 79 : Evolution des paramètres du transducteur à mode interne en fonction de la force appliquée, le schéma équivalent à la résonance considérée est présentée dans la dernière case

La Figure 79 présente l'évolution des paramètres du schéma équivalent en fonction de la force appliquée. Les paramètres peu utiles à la mesure de force sont la capacité à vide C_0 et la résistance modale représentant les pertes électromécaniques. C_0 est par définition constant et la résistance R_1 représentant les pertes est croissante. Ces paramètres ont été obtenus grâce à l'analyseur d'impédance.

L'évolution de la capacité modale et l'inductance modale représentant respectivement la raideur et la masse modale ont un comportement erratique en fonction de la force appliquée mais la combinaison des deux permet de déduire l'évolution de la fréquence d'anti-résonance en fonction de la force appliquée. Cette évolution est assez monotone et sert de point de départ comme mesurande de la force appliquée.

B. Affinage du modèle analytique

L'affinage du modèle analytique tente de modéliser analytiquement la variation d'impédance observée expérimentalement lorsqu'une force statique est appliquée à un transducteur. Le modèle analytique semble correct sur la modélisation à vide du transducteur au niveau de la forme de l'impédance (en module et en phase).

La fréquence de résonance dépend de la valeur de la précontrainte comme montrée dans la partie précédente. Or la valeur de précontrainte n'est pas une valeur simple à mettre en équation. De plus la valeur de précontrainte est fixée pour chaque modèle. Afin de modéliser la différence de fréquence de résonance entre le modèle analytique et la valeur expérimentale, la longueur de contremasse active est modifiée pour chaque modèle. Cette modification permet seulement de modéliser le transducteur à vide.

Une fois la bonne fréquence de résonance trouvée, diverses sollicitations sous la forme d'impédance de charge peuvent être connectées au modèle afin de déterminer l'effet d'une force statique sur les résultats du modèle analytique.

La première sollicitation concerne la connexion d'une impédance de charge correspondant à la raideur du banc. La deuxième sollicitation consiste à appliquer une force aux extrémités du transducteur en plus de la raideur du banc. La dernière sollicitation s'appuie sur les essais analytiques présentés dans la partie V)A). Ces sollicitations sont présentées dans la Figure 80 sous forme d'impédance de charge.

Afin de déterminer le type d'impédance à utiliser dans le dernier cas il faut analyser l'évolution des différents paramètres du transducteur. Les pertes sont relativement stables pour le transducteur de Langevin alors qu'elles augmentent pour le transducteur à mode interne. Pour simplifier le modèle, ces pertes sont considérées comme fixes. La raideur modale est considérée comme fixe car son comportement n'a pas de sens de variation précis. La masse modale augmente lorsque la force augmente. Ce comportement semble linéaire par partie avec un changement de comportement lorsque la force est nulle. L'impédance à appliquer est une masse variant en fonction de la force appliquée.

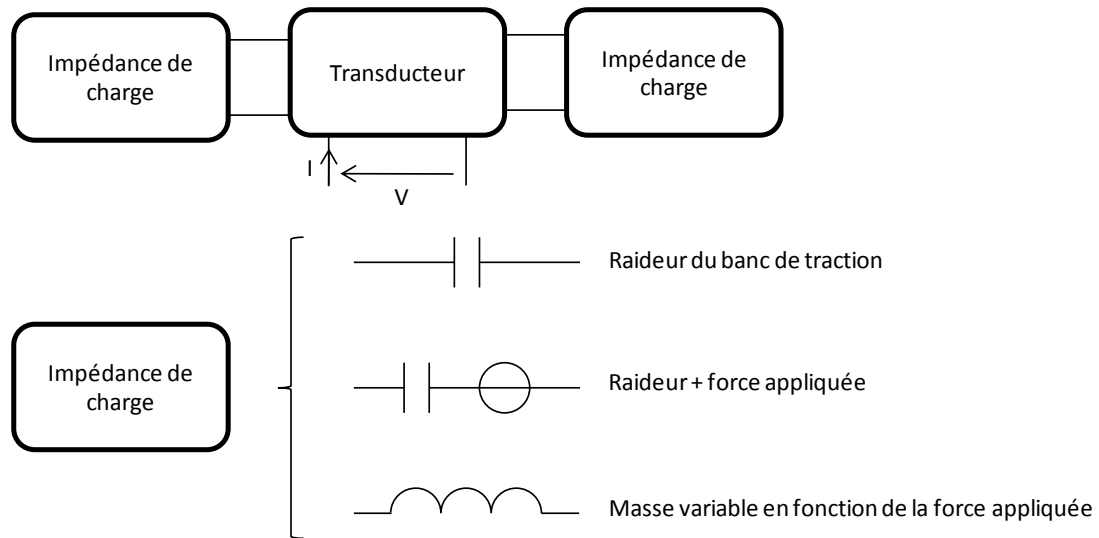


Figure 80 : Diverses impédances de charges appliquées sur le modèle analytique du capteur

1. Transducteur de Langevin

Afin de faire correspondre le modèle analytique et les résultats expérimentaux, la première chose à effectuer est de modifier la valeur de contremasse afin de faire correspondre les plages de fréquences. La taille des contremasses passe de 20mm à 30mm au niveau de la simulation.

Les résultats avec les connexions des différentes impédances de charges sont présentés dans la Figure 81.

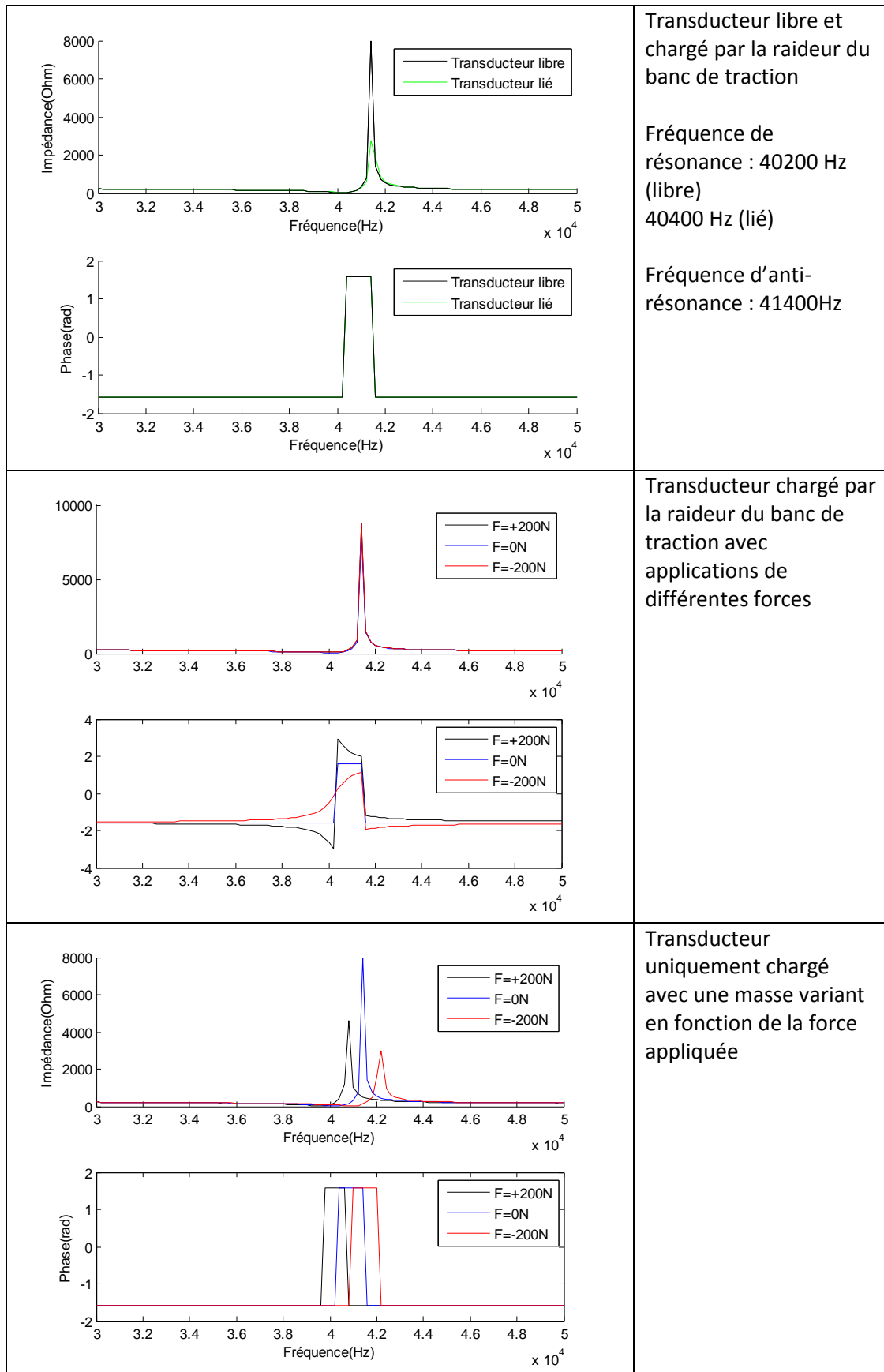


Figure 81 : Spectres du transducteur de Langevin obtenus sous Matlab pour différentes impédances de charge

Dans le premier cas, l'impédance ajoutée est une raideur (inverse d'une capacité dans l'équivalence électromécanique). La raideur du banc de traction a déjà été calculée précédemment et est de 5.5 MN.m^{-1} . L'adjonction d'une raideur entraîne une diminution du pic de résonance et « étale » légèrement la résonance, c'est-à-dire que les fréquences de résonance et d'anti-résonance sont plus éloignées.

Lorsqu'une force est ajoutée au modèle, la forme de la phase change radicalement tandis que l'impédance reste identique. Une force négative (correspondant à un effort de traction) crée une augmentation de phase dans une fréquence inférieure à la fréquence initiale tandis qu'une force positive (correspondant à un effort de compression) diminue la phase maximale. Dans cette impédance de charge, tous les paramètres furent mesurés expérimentalement. Le spectre fréquentiel ainsi obtenu n'est pas satisfaisant, c'est pourquoi un autre type d'impédance de charge est appliqué.

Le choix de ne faire varier que la masse modale est arbitraire mais prouve la possibilité de créer un modèle analytique assez cohérent avec les résultats obtenus expérimentalement. Les valeurs fréquentielles de cette dernière impédance de charge sont données dans le Tableau 25.

Force appliquée (N)	Couleur de la courbe	Fréquence de résonance (Hz)	Fréquence d'anti-résonance (Hz)
+200	Noire	39600	40800
0	bleue	40200	41400
-200	Rouge	41000	42200

Tableau 25 : Evolution des fréquences de résonance et d'anti-résonance lors de l'application d'une force statique sur le transducteur de Langevin lorsque l'impédance de charge est une masse

2. Transducteur à mode interne

La première étape consiste à ajuster le modèle analytique afin de faire coïncider la fréquence de résonance à vide. Sachant que la fréquence de résonance du transducteur à mode interne en expérimental est supérieure à la fréquence trouvée analytiquement, deux solutions peuvent être proposées.

La solution la plus simple considère que le transducteur est bien isolé ce qui signifie qu'une partie des contremasses n'est pas exploité lors du fonctionnement du transducteur. Une diminution des contremasses dans le domaine analytique est possible. Cette solution n'est pas envisagée car elle rend impossible la connexion d'une impédance de charge.

La deuxième solution est analogue à la solution trouvée pour le transducteur de Langevin, c'est-à-dire la mise en place de contrainte libre-libre et l'augmentation de contremasse consécutive à l'adjonction des contremasses auxiliaires. Cette solution est moins correcte vis-à-vis de la réalité mais elle permet de rendre compte de l'impact d'une force et d'une impédance acoustique sur le spectre du transducteur. La longueur de contremasse ajoutée est la longueur totale de contremasse car la dépendance des contremasses est plus importante. Les contremasses extrémales ont donc une longueur de 40mm. Les différents tests (analogues à ceux utilisés pour le transducteur de Langevin) sont présentés dans la Figure 82.

Les interprétations des résultats sont analogues à celles effectuées au sein du transducteur de Langevin.

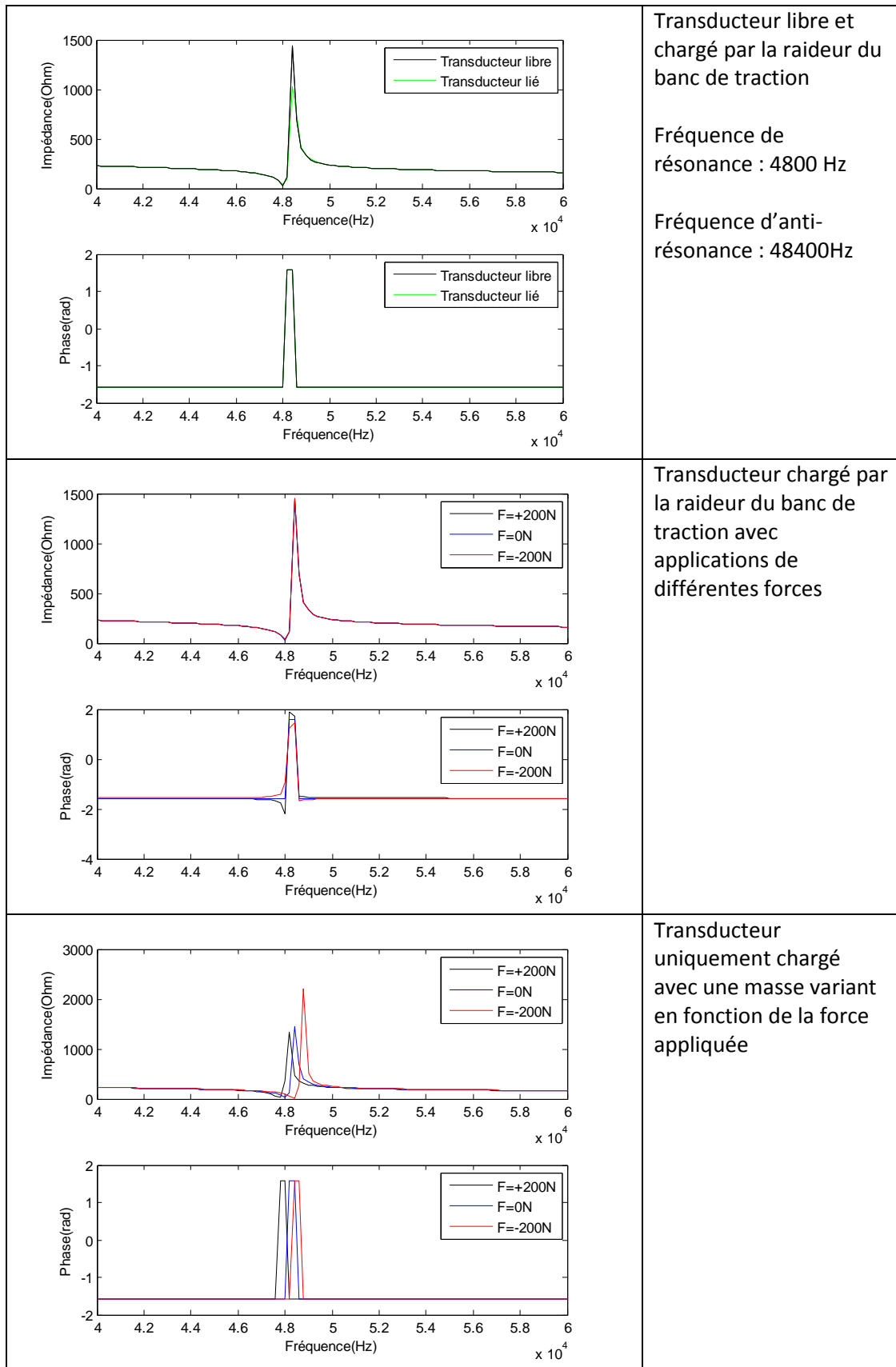


Figure 82 : Spectres du transducteur à mode interne obtenu sous Matlab sous différentes conditions expérimentales

L'évolution des fréquences lorsque l'impédance de charge est une masse variable, est donnée dans le Tableau 26.

Force appliquée (N)	Couleur de la courbe	Fréquence de résonance (Hz)	Fréquence d'anti-résonance (Hz)
+200	Noire	47800	48200
0	bleue	48000	48400
-200	Rouge	48400	48800

Tableau 26 : Evolution des fréquences de résonance et d'anti-résonance lors de l'application d'une force statique sur le transducteur à mode interne lorsque l'impédance de charge est une masse

En conclusion il semble que l'évolution des deux transducteurs est modélisable à l'aide d'une variation de masse modale consécutive à l'application d'une force statique. Ce choix de paramètre peut varier en fonction de l'environnement du capteur

C. Choix de la commande : boucle ouverte ou boucle fermée

Deux mesurandes peuvent être utilisées pour mesurer la force statique appliquée sur le transducteur. Le suivi de la fréquence de résonance est la première mesurande qui permet d'avoir une valeur statique de force assez précise comme le prouve la Figure 79. Cette technique contraint toutefois un asservissement de la commande de manière à rester sur la fréquence de résonance. Cette première commande est désignée comme commande en boucle fermée en raison du retour d'impédance exigé par cette commande. Le détail de la commande est donné dans la Figure 83.

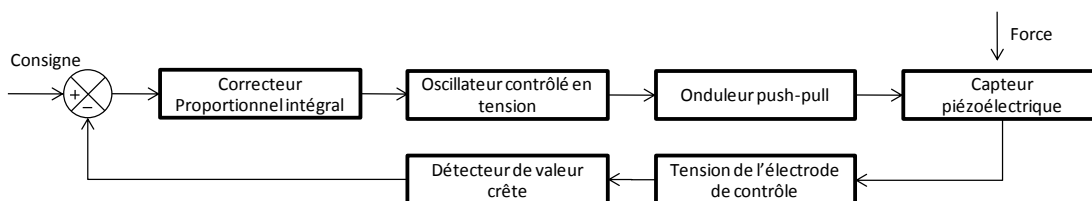


Figure 83 : Boucle fermée d'asservissement de la fréquence de résonance

En théorie, une boucle fermée s'appuie sur une mesure de tension afin de déterminer la fréquence de résonance sur une bande de fréquences restreinte. Cette mesure de tension complexifie la structure de la commande de l'actionneur. Un exemple de mesure basée sur une électrode de contrôle est donné dans la Figure 84.

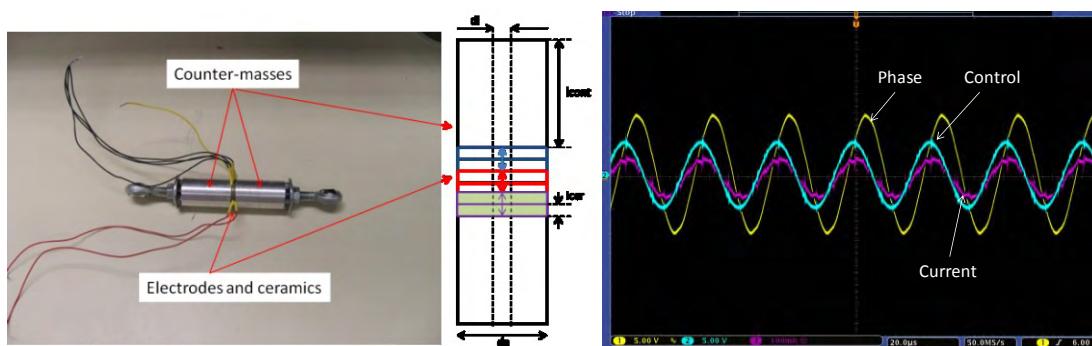


Figure 84 : Structure de Langevin contenant deux phases et une électrode de contrôle avec les signaux associés : signaux envoyés (signal control) et mesurés (phase, current)

La deuxième mesurande concerne la tension d'un pack de céramiques secondaires résultant d'une double transformation électromécanique entre le pack émetteur (primaire) et le pack

récepteur (secondaire). L'application d'une force statique entraîne un glissement du spectre fréquentiel d'un transducteur donné ce qui se traduit par une variation d'amplitude vibratoire lors d'une alimentation à fréquence fixe. C'est cette propriété qui est utilisée dans la mesure en boucle ouverte. Cette commande est plus simple que la commande en boucle fermée car il n'y a pas de retour sur la commande, la fréquence étant fixe.

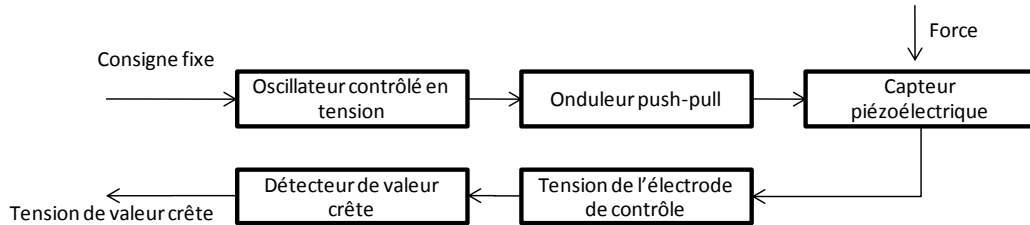


Figure 85 : Commande en boucle ouverte avec lecture directe de la force sur l'électrode de commande

Au regard de la Figure 78, la variation de fréquence de résonance est étonnamment faible au regard des différentes expériences menées antérieurement comme dans le cadre du rapport GASVT. L'utilisation d'une boucle ouverte est préférée à une boucle fermée, cette dernière étant plus adaptée à de grandes variations fréquentielles. Ainsi, lors des tests suivants seule la commande en boucle ouverte est présentée. La mesurande est donc la tension sur l'électrode de contrôle.

D. Utilisation de la zone interne de la bande de fréquence

1. Description du phénomène

Un spectre fréquentiel de résonance piézoélectrique possède deux fréquences particulières : la fréquence de résonance et la fréquence d'antirésonance. Ces deux fréquences définissent des bandes de fonctionnements qui ont chacune leurs avantages et leurs inconvénients. Ces zones sont présentées dans la Figure 86.

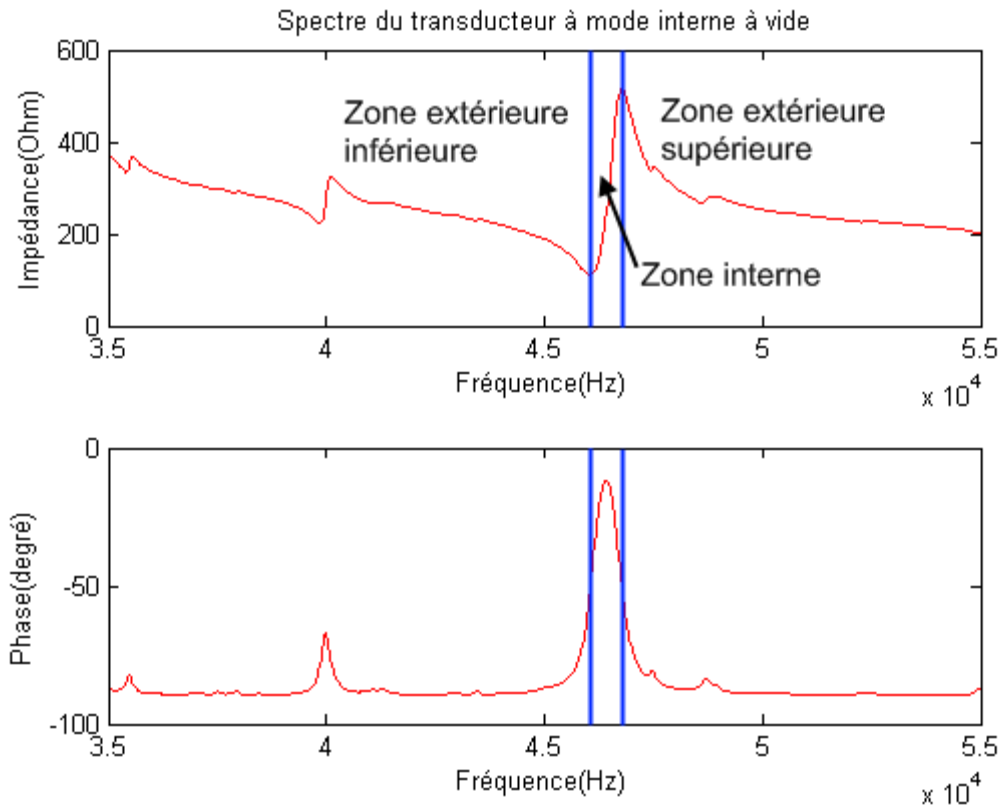


Figure 86 : Illustration des différentes zones

La zone externe inférieure est la zone située en deçà de la fréquence de résonance, cette zone possède de faibles impédances ce qui améliore les phénomènes vibratoires nécessaires au fonctionnement des transformations électromécaniques et mécano-électriques.

La zone interne est très restreinte et se situe entre la fréquence de résonance et la fréquence d'antirésonance. Cette zone paraît intéressante au niveau de la variation d'impédance car cela améliore la précision et la résolution. Malheureusement cette zone est très restreinte en termes de variation de fréquences.

La zone externe supérieure se situe au-delà de la fréquence d'antirésonance. Dans cette partie les impédances sont élevées ce qui garantit une certaine stabilité. Cette zone ne sera pas exploitée car elle n'est pas assez efficace en termes de transformation électromécanique.

2. Limitation de l'étendue de mesure en utilisant la zone interne seulement

L'étendue de mesure est limitée par la variation de spectre en fonction de la force appliquée. En effet, afin de rester dans la zone interne pour une fréquence de fonctionnement donnée, l'étendue de mesure a deux contraintes : la fréquence minimale est la fréquence de résonance en compression et la fréquence maximale est la fréquence d'antirésonance en traction. Ceci, en supposant que les spectres soient monotones et qu'un spectre en traction voit sa fréquence diminuer par rapport à un spectre en compression. Lorsque ces deux fréquences coïncident l'étendue de mesure maximale est atteinte.

La Figure 87 montre la limitation de mesure due à la zone interne. La fréquence minimale se situe à 46380 Hz, c'est la fréquence de résonance pour une force $F = -100\text{ N}$. La fréquence maximale est de 46480 Hz, c'est la fréquence d'antirésonance pour une force $F = +100\text{ N}$. Les deux fréquences sont

très proches ce qui suppose donc que l'étendue de mesure est à son maximum. L'utilisation du transducteur à mode interne en tant que capteur dans la zone interne se limite à une plage maximale de -100N à 100N.

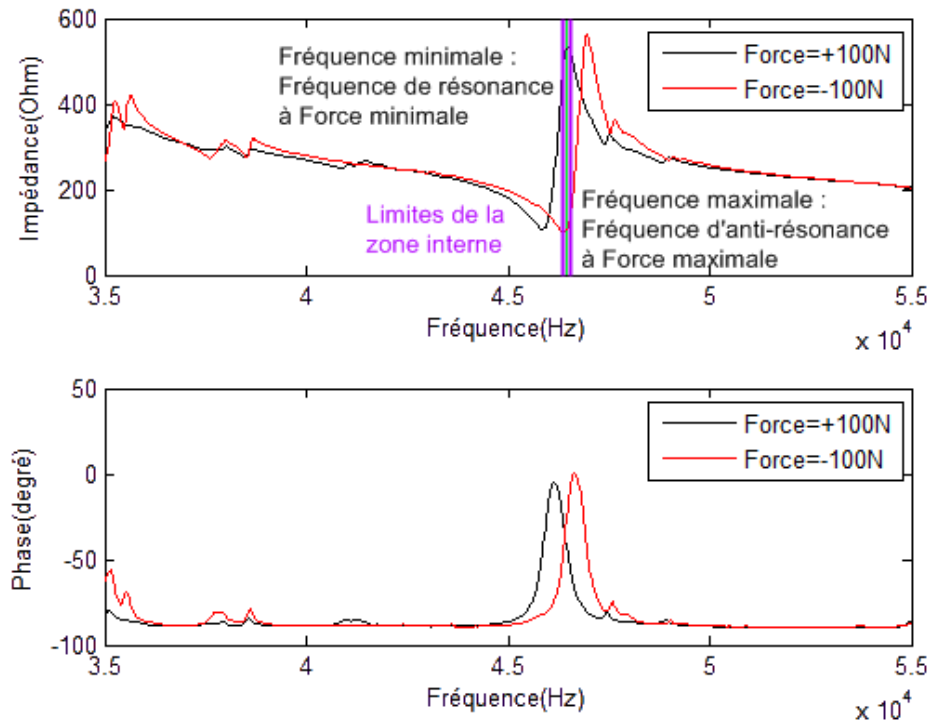


Figure 87 : Limites d'utilisation de la zone interne

Afin de déterminer la validité de la bande de fréquence, un protocole expérimental est mis en place. Ce protocole se décompose comme suit :

- Tension d'alimentation fixe de 20V sur l'alimentation en continue
- Vitesse de déplacement du banc de traction fixée à 10 mm.min⁻¹
- Les amplitudes de forces imposées sont symétriques
- Fréquence d'alimentation fixe tout au long du test afin de garder la même zone de fonctionnement

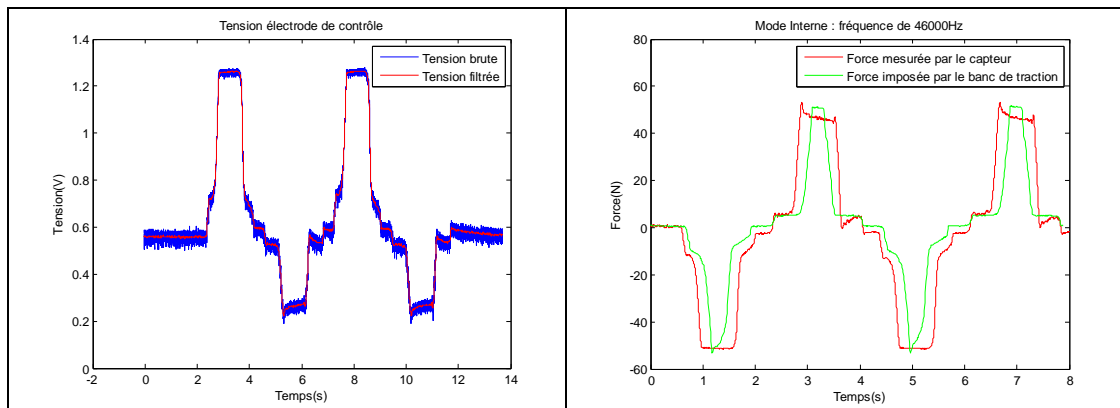


Figure 88 : Validation expérimentale d'utilisation de la zone interne, fréquence d'alimentation = 46000Hz, amplitude de force : +/- 50N

La Figure 88 montre que l'utilisation du transducteur dans la zone interne donne des résultats de nature monotone. Ce qui confirme la possible utilisation du transducteur en tant que capteur. La fréquence de fonctionnement du transducteur est inférieure à la fréquence trouvée dans la Figure 87 car une augmentation de la tension d'alimentation entraîne un glissement du spectre vers la gauche [77]. Cette fréquence est néanmoins bonne et assure un fonctionnement du transducteur dans sa zone interne. L'amplitude de force est bien sûre limitée, une amplitude supérieure à la plage maximale préconisée est montrée ultérieurement.

La forme de la tension ne correspond pas du tout avec la référence Mecmesin mais cela n'as pas trop d'importance car le banc Mecmesin n'est pas conçu pour travailler en dynamique. Des tests dynamiques seront analysés plus finement ultérieurement.

E. Utilisation des zones externes

Afin d'étendre l'étendue de mesure, l'utilisation des zones externes est nécessaire. La valeur de référence définie par le cahier des charges se situe entre +150N et -150N, c'est donc dans cet ordre de grandeur que sont effectués les tests ultérieurs. Les transducteurs sont soumis à deux cycles de charge-décharge entre -200 et +200. Les fréquences de test sont choisies aux alentours du pic de résonance avec un pas de 100 Hertz.

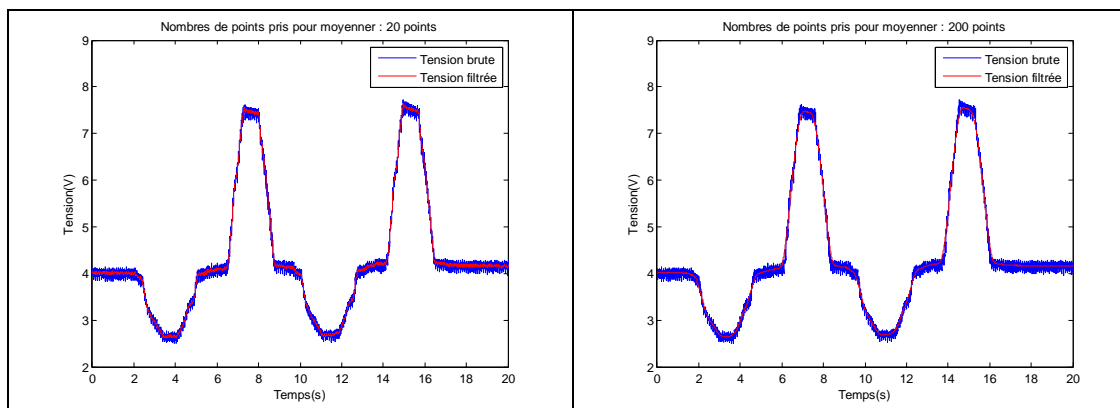


Figure 89 : Filtrage du signal brut selon plusieurs échantillonnages

Le signal brut provenant du capteur de force est particulièrement bruité. Un filtrage semble donc nécessaire afin d'éliminer le bruit. La méthode de filtrage est une moyenne glissante qui est la moyenne de plusieurs points adjacents. Deux exemples de filtrages sont donnés dans la Figure 89. Un échantillonnage sur 20 points semble largement suffisant. La tension délivrée par l'électrode de contrôle est l'image directe de la force appliquée au capteur en passant par une fonction affine (en première approximation).

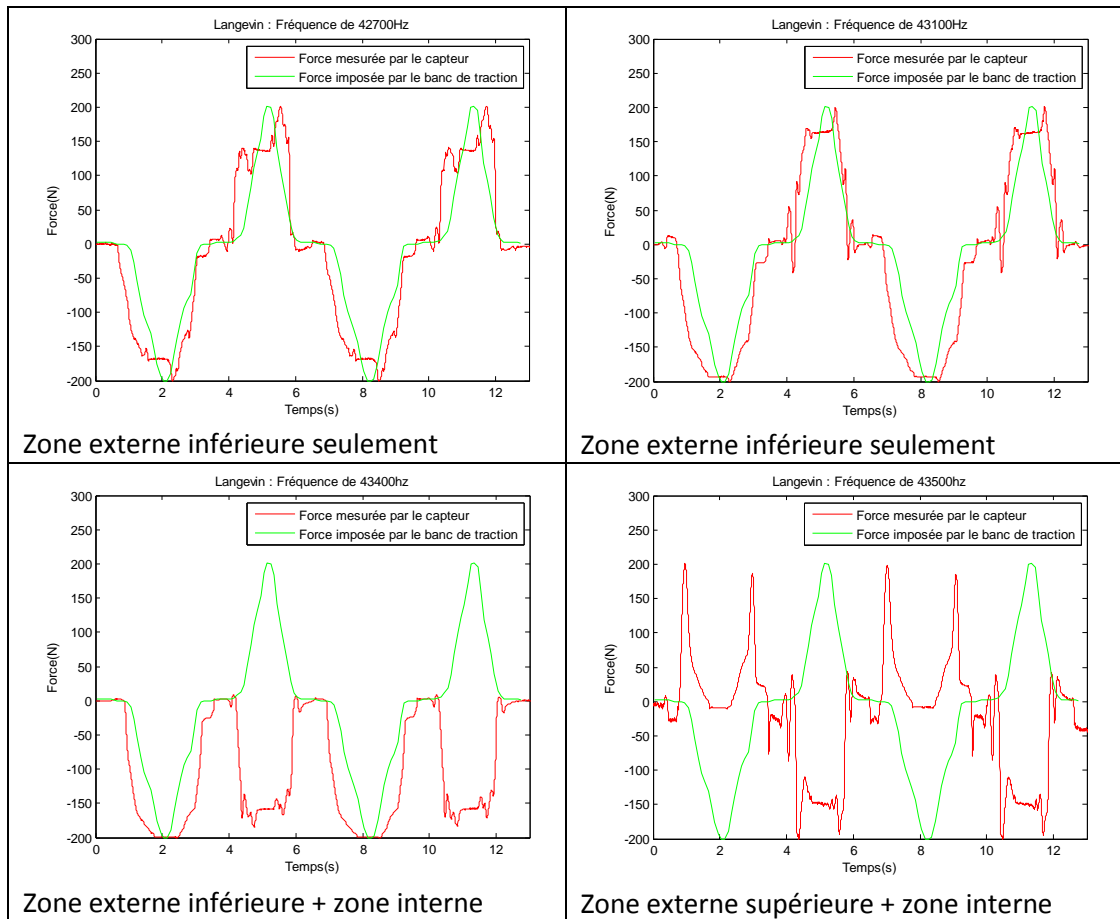
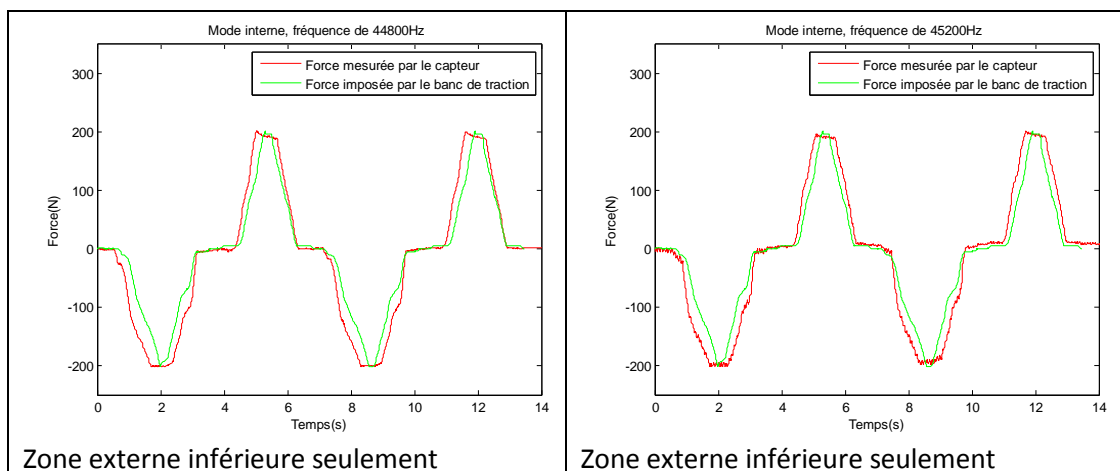


Figure 90 : Comportement du transducteur de Langevin pour différentes fréquences d'alimentation

Plusieurs tests sont menés pour diverses fréquences d'alimentation du capteur. Les critères de choix des fréquences s'appuient sur la proximité de la fréquence de résonance choisie en accord avec l'analyse d'impédance menée antérieurement. La tension sur l'électrode de contrôle doit pouvoir être mesurable ce qui restreint naturellement la plage de fréquence utilisable. En effet une fréquence d'alimentation trop éloignée de la résonance diminue l'amplitude vibratoire du transducteur. Dans ce cas, l'électrode de contrôle ne renvoie plus suffisamment de tension et le signal n'est pas exploitable.



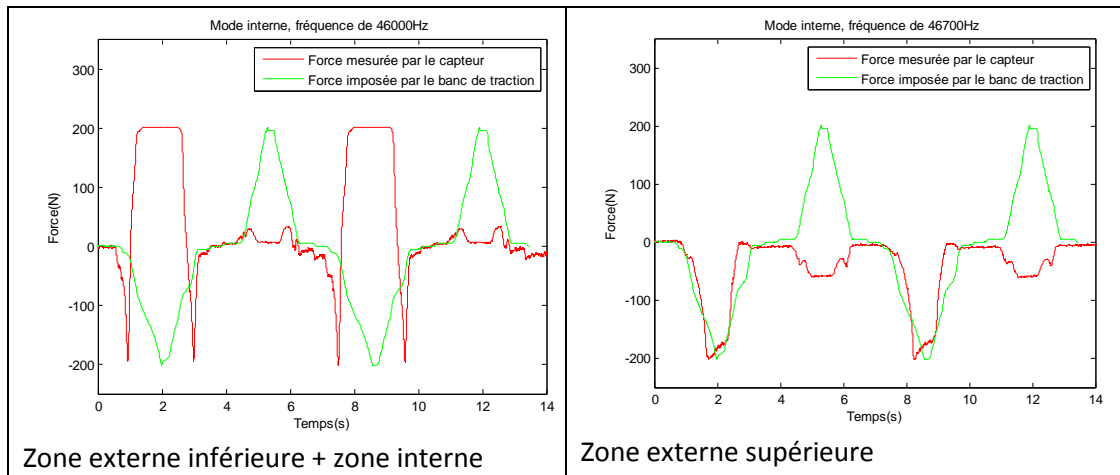


Figure 91 : Comportement du transducteur à mode interne pour différentes fréquences d'alimentation

Pour des forces supérieures à la plage de variation limite imposée par la zone interne, cette dernière devient inutilisable. La zone supérieure n'est pas utilisable mais cela semble du ressort de la non-pureté spectrale du spectre en fréquence située après la fréquence d'antirésonance. En théorie elle peut être exploitée mais dans ce cas précis elle ne semble pas exploitable.

La Figure 92 permet de comparer objectivement les deux transducteurs pour un même niveau de sollicitation. L'essai du transducteur à mode interne est moins bruité et sa précision autour du zéro est meilleure ce qui contraste avec l'essai du transducteur de Langevin. Les niveaux de tension des électrodes de contrôle sont similaires avec un net avantage pour le transducteur à mode interne.

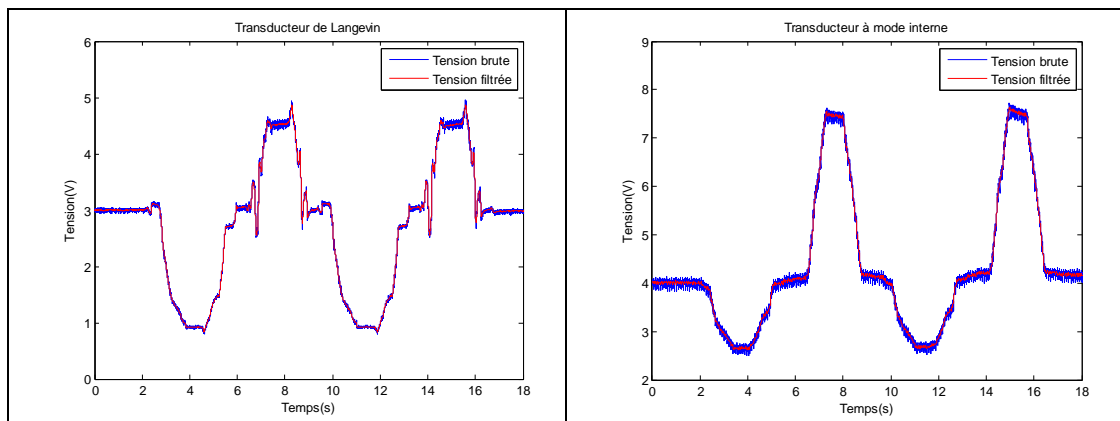


Figure 92 : Comparaison des niveaux de tension pour les deux différents transducteurs

Pour le transducteur de Langevin cette perte de précision au niveau du zéro peut être expliquée par le changement de mode du transducteur entre la traction et la compression en particulier au niveau des interfaces, le transducteur étant très sensible au niveau de ses extrémités.

Dans le transducteur à mode interne, l'onde reste confinée au sein du transducteur, moins influencée par les conditions aux limites. Ainsi, la propreté spectrale est donc améliorée. Il apparaît clairement que les qualités du transducteur à mode interne favorisent cette technologie par rapport au classique transducteur de Langevin.

VI. Conclusion

L'objectif de ce chapitre était de qualifier expérimentalement le comportement des deux structures étudiées dans le chapitre précédent, à savoir le transducteur de Langevin et le transducteur à mode interne.

Aussi, l'influence des pièces de raccordement sur la dynamique du transducteur a été analysée pour les deux structures, afin de limiter leur influence sur le spectre fréquentiel. Dans la suite de ce chapitre, l'environnement expérimental utilisé a été présenté et qualifié, notamment le banc de traction et sa raideur associée, ainsi que le banc d'alimentation dSpace développé. La commande a aussi fait l'objet d'investigation. Comme la variation de fréquence de résonnance est relativement limitée, une commande en boucle ouverte s'avère plus adaptée.

Les conditions aux limites imposées par l'application d'un effort en traction ou en compression ont été analysées sur les deux structures. La réponse temporelle du transducteur à mode interne est plus précise notamment au niveau du zéro de force, ce qui constitue un point crucial pour l'application visée. Dans la suite, c'est sur cette dernière structure que sont réalisés les tests pour différentes conditions expérimentales.

Chapitre IV : Tests environnementaux sur le transducteur à mode interne

I. Introduction

Le chapitre précédent a permis de déterminer le transducteur à mode interne et sa commande en boucle ouverte comme le meilleur candidat en tant que capteur de force. Le début de ce chapitre débute par une présentation des outils mathématiques développés pour caractériser les essais (erreurs de linéarité et d'hystérésis). Dans la suite, une présentation des performances de ce dernier au regard du cahier des charges (étendue de mesure et dynamique) ainsi que de son environnement est effectuée (tension d'alimentation et température).

II. Caractérisation des essais

A. Traitement numérique

La mesurande obtenue est la tension sur l'électrode de contrôle. Afin de calculer la force appliquée au transducteur, un traitement numérique est nécessaire. Il permet d'ajuster la tension obtenue sur l'électrode de contrôle afin d'afficher la force appliquée. Il convient de rappeler que la traction et la compression sont dissymétriques ce qui signifie que les deux cas doivent être traités différemment. Il faut donc bien calibrer le capteur en conditionnant le zéro.

1. Traitement linéaire

Le traitement numérique le plus facile à appliquer est un traitement linéaire en calculant les valeurs extrémales ainsi que le zéro. C'est cette méthode qui est présentée dans la partie précédente. Un traitement linéaire peut sembler peu adapté car, à priori, une variation de force n'entraîne pas une variation linéaire de fréquence de résonance.

L'algorithme de traitement des données analyse la courbe et part du postulat que les premiers points se situent autour de la valeur zéro du capteur, ce qui est fait expérimentalement. Lorsque la courbe est calculée après filtrage des valeurs. La courbe est comparée à la courbe donnée par le capteur du banc Mecmesin. Les maximums et minimums sont égalés. Sachant que la courbe est dissymétrique, il y a deux coefficients, un pour la partie positive et un pour la partie négative.

$$\text{Tension initiale : } V = V_0 \quad (74)$$

$$\text{Partie positive : } F = k_1(v - v_0) \quad (75)$$

$$\text{Partie négative : } F = k_2(v - v_0) \quad (76)$$

Afin de déterminer l'évolution de ces coefficients en fonction de la force maximale appliquée divers tests ont été effectués en suivant le même protocole :

- fréquence d'alimentation : 44000 Hz

- tension d'alimentation : 20V
- déplacement lent de 1 mm.min⁻¹
- sonde de tension 1/20

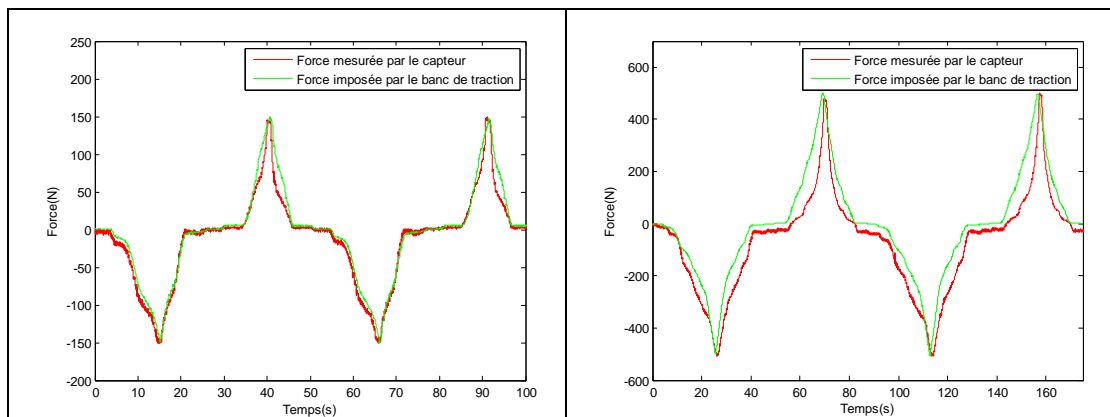


Figure 93 : Traitement numérique linéaire pour (a) un essai à 150N, (b) un essai à 500N

Un traitement numérique linéaire montre une assez bonne corrélation des courbes pour les deux essais. En revanche, il faut noter que les coefficients de corrections k ne sont pas égaux entre tous les essais comme le prouve le Tableau 27. Une divergence notable peut être observée au-delà de 300N ce qui nécessiterait soit de restreindre l'étendue de mesure, soit d'opter pour un traitement non linéaire des données.

Etendue de mesure	50N	150N	300N	500N
Coefficient partie positive : k_1 (N.V ⁻¹)	4854	3571	3400	1630
Coefficient partie négative : k_2 (N.V ⁻¹)	7143	8000	10700	11185
Tension à zéro (V)	0.1	0.1	0.1	0.1

Tableau 27 : Variation des coefficients suivants l'étendue de mesure

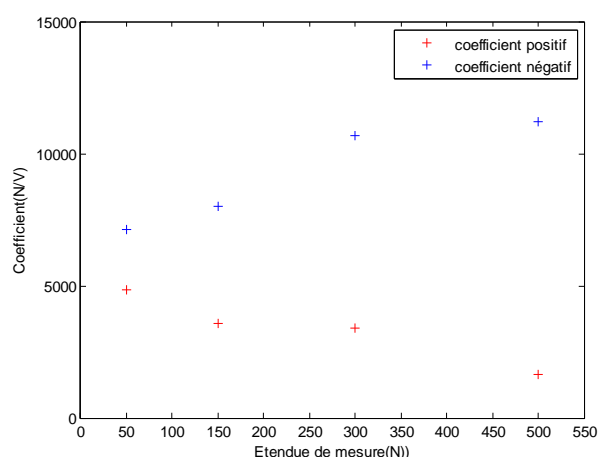


Figure 94 : Variation des coefficients linéaires en fonction de l'étendue de mesure

2. Traitement logarithmique

Afin de déterminer le type d'approximation à effectuer, une comparaison entre la force appliquée et la tension induite sur l'électrode de contrôle est montrée dans la Figure 95. La courbe apparaît comme une fonction racine ou logarithmique avec une certaine saturation. Les courbes

linéaires ayant comme référence les extrema des cycles mineurent la courbe, c'est bien ce qui est décrit dans la Figure 93.

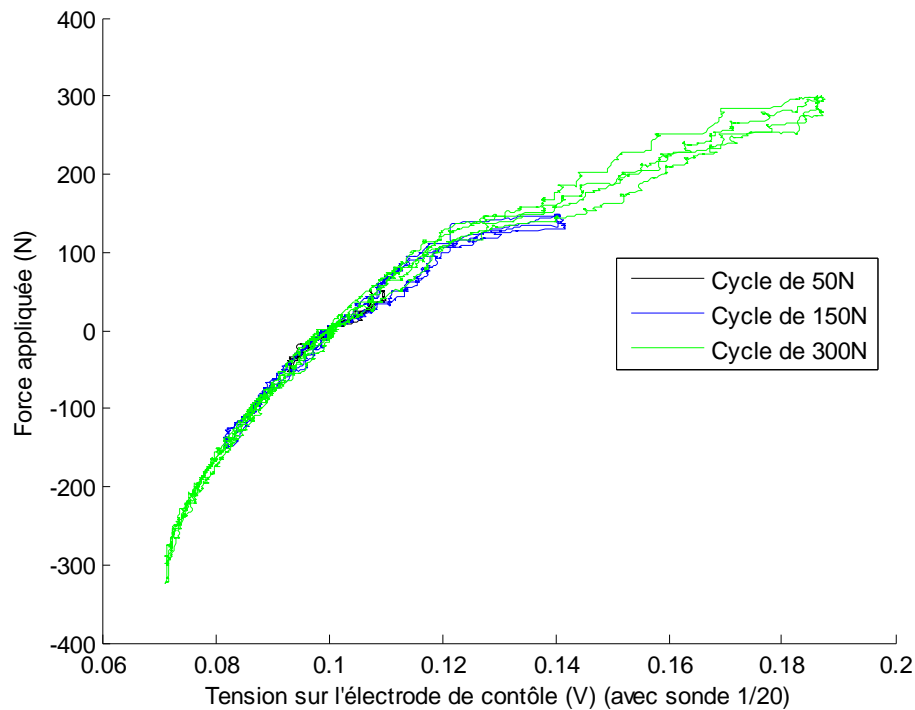


Figure 95 : Diagramme force appliquée et tension sur l'électrode de contrôle

Deux types de fonction sont utilisés pour approximer la fonction $\text{Force} = f(\text{Tension})$. La fonction la plus simple est une droite, c'est donc une approximation linéaire, la deuxième approximation est une approximation logarithmique.

L'approximation linéaire est du type : $\text{Force} = a * \text{Tension} + b$

L'approximation logarithmique est du type : $\text{Force} = a \ln(\text{Tension}) + b$

Fonction à approximer	Type d'approximation	a	b	Coefficient de détermination R^2
50 N	Linéaire	5150	-514.72	0.916
150 N	Linéaire	5254	-533.61	0.9194
300 N	Linéaire	4846	-514.04	0.8811
50 N	Logarithmique	522.11	1202.6	0.9252
150 N	Logarithmique	567.82	1302	0.9575
300 N	Logarithmique	585.44	1329.6	0.9559

Tableau 28 : Résultats des approximations en fonction de la courbe à étudier et du type d'approximation

La loi logarithmique obtient des résultats beaucoup plus intéressants que la loi linéaire au regard du coefficient de détermination R^2 . En effet plus R^2 se rapproche de un, plus l'approximation est exacte. Une combinaison des coefficients logarithmiques permet de bien approximer la courbe. Sachant que la courbe à 50N est assez peu précise, les valeurs utilisées pour la courbe à 150N semblent bien adaptés.

La loi permettant d'évaluer au mieux la relation entre la tension donnée par l'électrode de contrôle et la force appliquée au capteur est donnée dans l'équation (77).

$$\text{Force} = 567.82 \ln (\text{Tension}) + 1302 \quad (77)$$

B. Mesure des différentes erreurs [78]

Deux types d'erreur sont analysés ici, l'erreur de linéarité et l'erreur d'hystérésis.

1. Erreur de linéarité

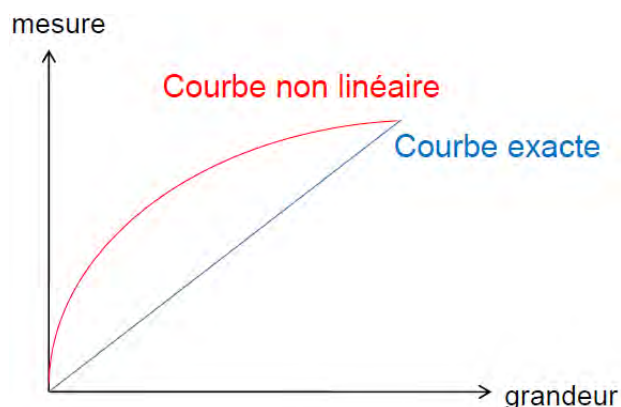
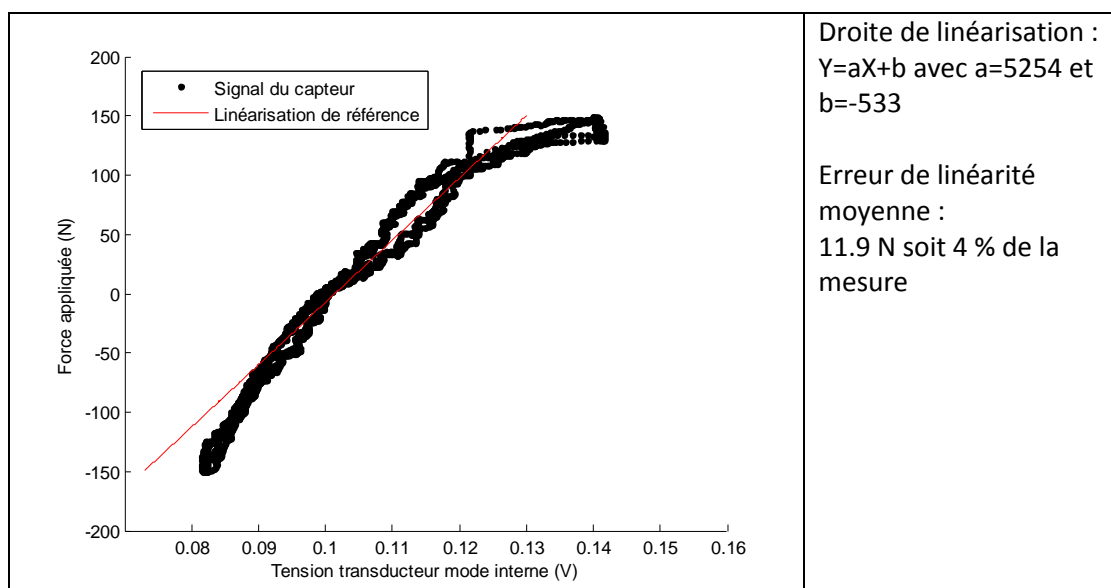


Figure 96 : Illustration d'une erreur de linéarité

L'erreur de linéarité indépendante est définie comme la différence maximale entre la droite de référence (force) et la force mesurée (tension sur l'électrode de contrôle). L'illustration des erreurs de linéarité est donnée dans la Figure.

Afin de donner un exemple d'erreur en linéarité, c'est le cycle de 150N qui est pris comme exemple. C'est une simple approximation linéaire qui tente d'approximer tout le nuage de point. Le calcul d'erreur en linéarité est donné dans la Figure 97.



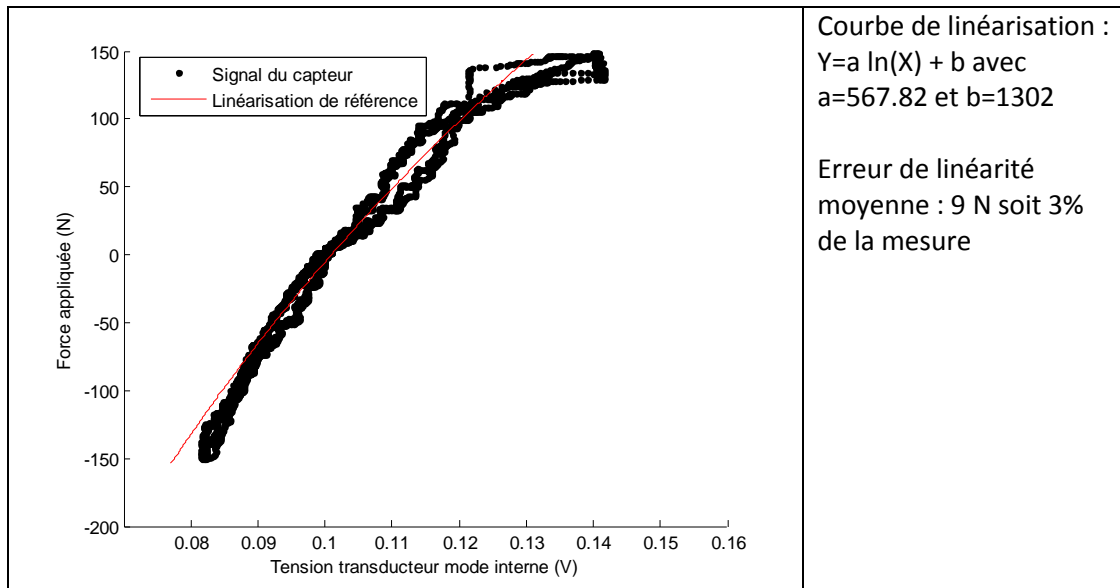


Figure 97 : Erreur de linéarité sur le cycle de 150N

Au niveau du conditionnement final, l'erreur maximale de linéarité ne doit pas dépasser 0.2% de l'étendue de mesure en respectant l'équation (78). Une telle erreur est très faible surtout compte tenu des résultats obtenus actuellement. La mesurande peut ne pas être linéaire mais doit être monotone et reproductible afin qu'un traitement informatique puisse assurer la linéarité de la mesure.

$$IL_{\%} = 100 \frac{\Delta V_p}{V_{FS}} \quad (78)$$

2. Erreur d'hystérésis

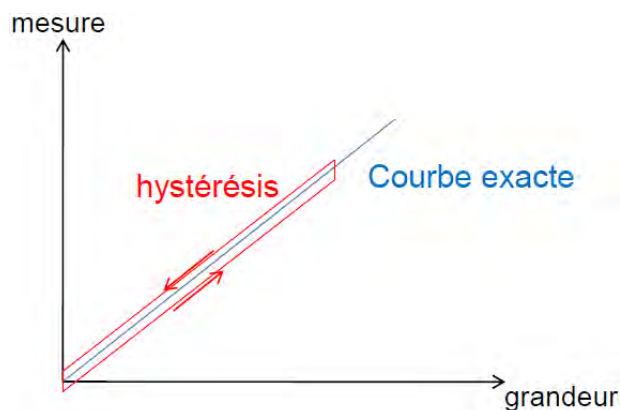


Figure 98 : Illustration du phénomène d'erreur en hystérésis

Le phénomène d'hystérésis mesure la différence entre la valeur du capteur lors d'une variation croissante et une variation décroissante de la grandeur à mesurer, comme le montre la Figure 98. Le phénomène d'hystérésis peut être expliqué par le comportement structural des matériaux qui varie en fonction du sens de variation de la force appliquée.

Pour illustrer ce phénomène d'hystérésis le cycle de 150N est encore pris comme exemple. Cette erreur est plus simple à mesurer que l'erreur de linéarité car il n'y a pas besoin d'introduire une linéarisation de référence.

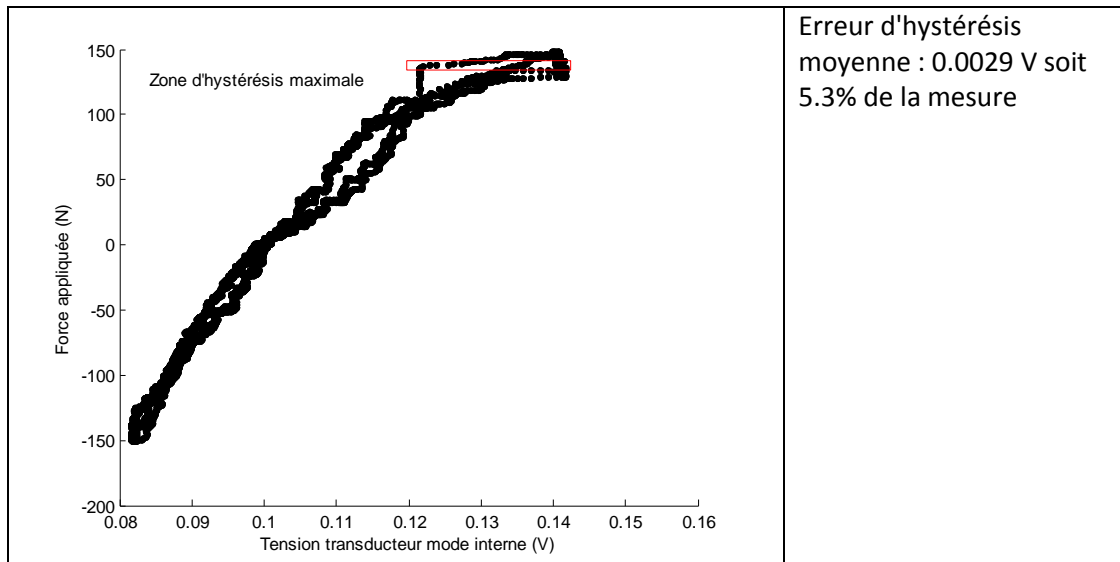


Figure 99 : Erreur d'hystérésis sur le cycle de 150N

L'erreur d'hystérésis est donnée en fonction du maximum d'erreur mesuré avec l'équation (79). L'erreur d'hystérésis maximale autorisée est de 0.15%. L'erreur d'hystérésis s'effectue sur un cycle et est la valeur maximale séparant deux valeurs différentes dans le sens croissant et le sens décroissant d'une consigné donnée.

$$Hy_{\%} = 100 \left| \frac{V_{pinc} - V_{pdec}}{V_{FS}} \right| \quad (79)$$

III. Influence du nombre de céramiques

La variation de l'impédance hors résonance est principalement définie grâce à la valeur de la capacité bloquée de la céramique C_0 . Les transducteurs sont composés de packs contenant deux céramiques PZT dures. La Figure 100 montre l'influence du nombre de packs excités aux alentours de la fréquence de résonance.

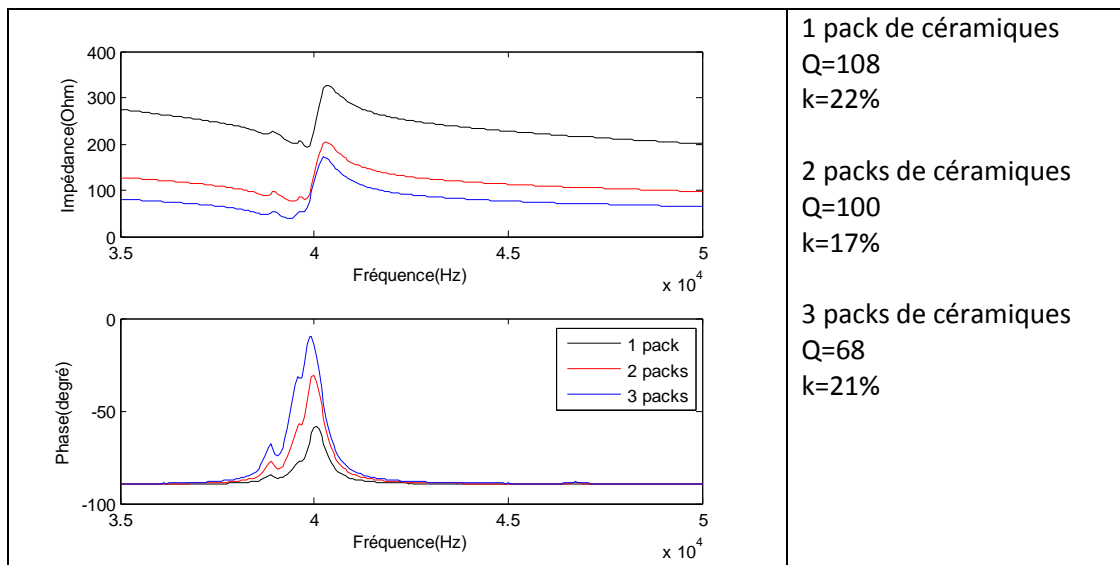


Figure 100 : Influence du nombre de céramiques

Le nombre de céramiques actives ne semble pas trop affecter le coefficient de qualité de la structure ainsi que le coefficient de couplage. Ce qui se traduit par des spectres relativement

semblables. En revanche la mise en parallèle de plusieurs packs améliore la phase maximale ce qui améliore intrinsèquement la précision pour une mesure à résolution équivalente et éventuellement la plage de mesure.

IV. Influence de la tension d'alimentation

A. Considérations analytiques et numériques

Le but de cette partie est d'analyser l'influence de la tension d'alimentation sur les performances du transducteur. Beaucoup de travaux [79], [80] ont été effectués sur les moteurs piézoélectriques qui ont ce même type de structure au stator. Il en ressort qu'une augmentation de la tension d'alimentation ne favorise pas les contacts surfaciques (aspect mécanique) et diminue la fréquence de résonance du système (aspect électrique). Des niveaux de tensions trop faibles voient l'apparition d'un pallier de dérive en fréquence à partir d'une certaine force alors que des niveaux de tensions trop élevés entraînent une dérive de fréquence négative au niveau du zéro. Ce dernier effet est appelé effet thermique de dérive du zéro ce qui démontre l'influence certaine de la tension d'alimentation. Les essais comparés sont données dans la Figure 101.

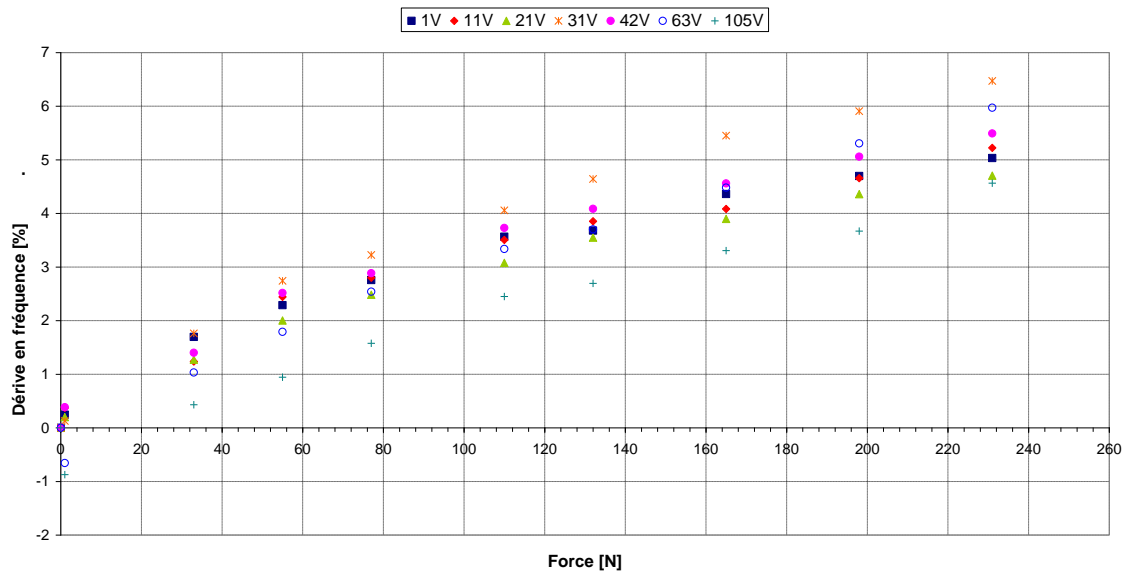


Figure 101 : Application d'une force sous différents niveaux de tension sur un transducteur de Langevin dans le cadre du programme GASVT

B. Expérimentations

Le transducteur à mode interne est d'abord alimenté sous une tension de 10 V, puis sous une tension de 50 V comme montré la Figure 102.

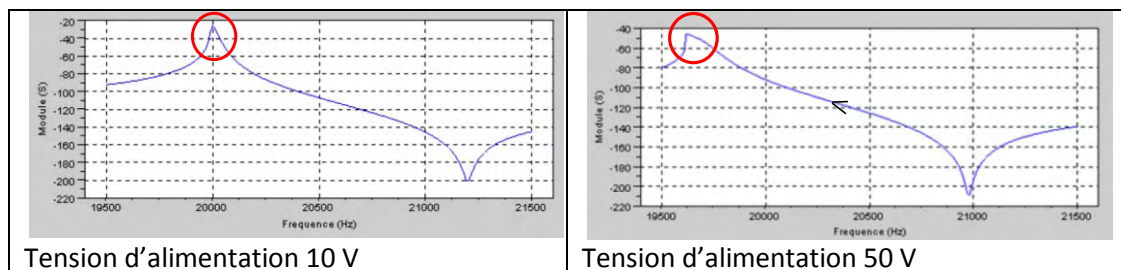


Figure 102 : Impact de la tension d'alimentation sur le spectre fréquentiel

La courbe d'impédance est tracée de manière décroissante ce qui fait bien apparaître l'effet du saut de tension où la courbe n'est plus linéaire au niveau de la courbe d'admittance. Ce phénomène de saut limite l'alimentation du capteur et la tension est arbitrairement fixée à 20 V afin de limiter ce dernier phénomène.

V. Influence de la température

La température demeure un problème important dans l'application visée. Le cahier des charges donné par Ratier-Figeac vise une température de fonctionnement de -45°C à +70°C avec une variation maximale de 5°C/minute comme le montre la Figure 103.

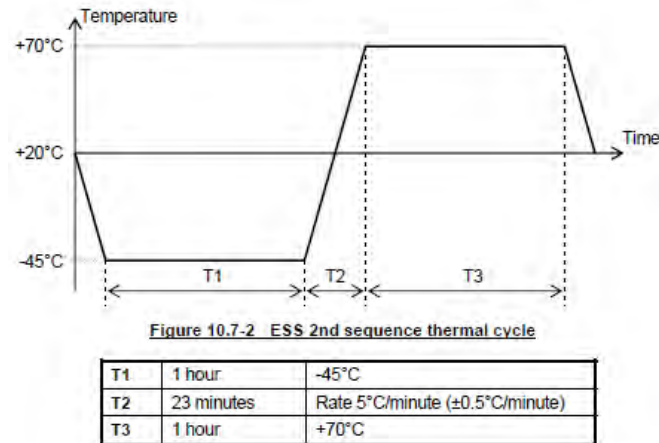


Figure 103 : Cycle de test en température du capteur alimenté

Sachant que l'erreur maximale autorisée est de 0.5% de l'étendue de mesure, un rapide calcul permet de déterminer la résolution du capteur de température comme montré dans l'équation (80). L'équation (82) indique le temps d'intervalles maximal entre deux mesures de températures successives ce qui limite le temps de la boucle d'asservissement. Ce temps est assez élevé ce qui ne perturbe pas la possible boucle d'asservissement.

$$\Delta T_{\text{erreur}} = \Delta T \cdot 0.5\% = 0.575^{\circ}\text{C} \quad (80)$$

$$T_{\text{aux}} = 5^{\circ}\text{C} \cdot \text{min}^{-1} \quad (81)$$

$$\text{Intervalles de temps maximal} = \frac{\Delta T_{\text{erreur}}}{T_{\text{aux}}} = 7\text{s} \quad (82)$$

A. Comportement analytique du capteur en fonction de la variable température

La variation du spectre d'impédance en fonction de la température s'appuie sur le modèle de Mason préalablement présenté. Celui-ci intègre les lois de variations des paramètres en fonction de la température.

Les dimensions du transducteur obéissent à la loi de dilation qui est linéaire [81]. La permittivité varie aussi beaucoup en fonction de la température [82]. Expérimentalement, cette variation a été mesurée comme linéaire. Un abaque module d'Young – température est présenté dans la Figure 104. Ce document sert de référence pour calculer le module d'Young du matériau utilisé dans les contremasses, il s'agit en l'occurrence de l'acier.

La diminution du module d'Young peut s'expliquer par l'affaiblissement des liaisons atomiques métalliques des matériaux avec la température. Tous les matériaux présentés semblent avoir les mêmes pentes ce qui suppose que la plupart des métaux usuels semblent être affectés par le même phénomène du moins pour les températures spécifiées dans le cahier des charges.

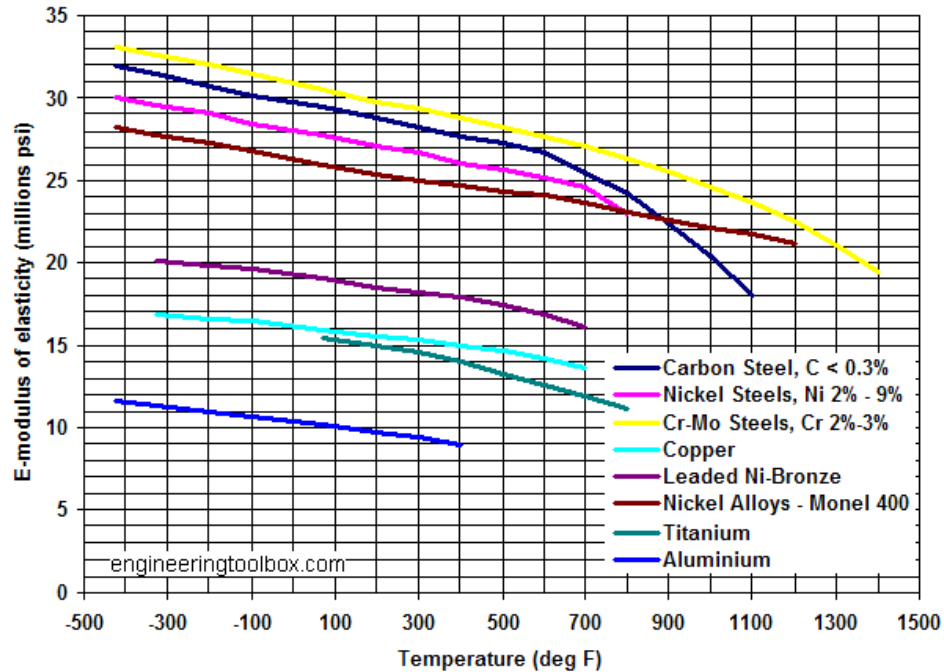


Figure 104 : Evolution du module d'Young de différents matériaux en fonction de la température [83], le module d'Young est en psi et la température en °F

Afin de déterminer la variation de fréquence de résonance, seule la variation de module d'Young des contremasses est envisagée. Les conditions initiales sont inchangées par rapport à l'analyse théorique initiale à savoir : contremasses de 20mm aux extrémités et de 25mm au centre avec extrémités bloquées.

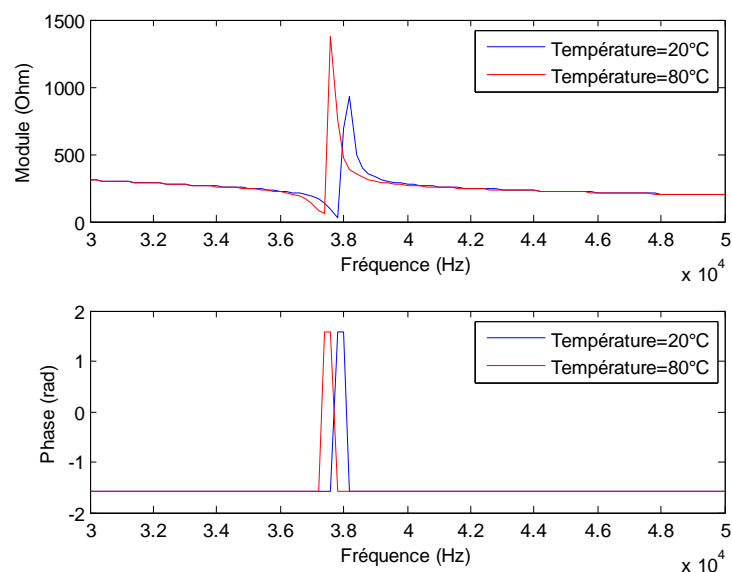


Figure 105 : Simulation par schéma équivalent pour différentes températures d'utilisation

Lorsque la température augmente, le spectre se déplace vers la gauche car la rigidité du capteur diminue. La fréquence de résonance passe de 37800Hz à 37400Hz, soit une diminution de 400Hz ou de 1% en valeur relative. Le capteur semble assez peu sensible à la température.

De même, dans les simulations sous ANSYS, seule la loi d'évolution du module d'Young de l'acier est considérée car c'est le facteur ayant le plus d'importance. L'abaque présenté précédemment dans la Figure 104 est utilisé.

Température (°C)	Module d'Young (GPa)	Fréquence de résonance analytique calculée sous Matlab (Hz)	Fréquence de résonance numérique calculée sous ANSYS (Hz)
20	203.4	37400	37119
80	198.6	37800	36699

Tableau 29 : Fréquence de résonance longitudinale en fonction des différentes températures de l'environnement

Sur toute la plage de variation de température, la variation de fréquence de résonance est assez conséquente avec pratiquement 500Hz de variation fréquentielle. La fréquence de résonance est la fréquence de résonance mécanique qui est l'analogue de la fréquence d'antirésonance électrique.

Une autre solution consisterait à prendre un matériau beaucoup moins sensible à la température comme une céramique. Un exemple de comportement de céramique en fonction de la température est donné dans la Figure 106. A titre de comparaison les variations de modules d'Young en fonction de la température sont données dans les expressions (85) et (84). Plus d'un ordre de grandeur sépare les deux valeurs, surtout la céramique est très stable sur une grande plage de température.

$$\text{Acier} = 80 \cdot 10^{-3} \text{GPa} \cdot ^\circ\text{C}^{-1} \quad (83)$$

$$\text{Céramique} = 6 \cdot 10^{-3} \text{GPa} \cdot ^\circ\text{C}^{-1} \quad (84)$$

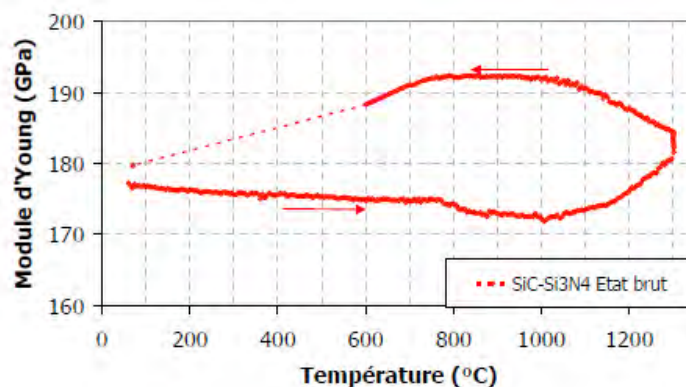


Figure 106 : Evolution du module d'Young du matériau SiC-Si₃N₄ à l'état brut d'élaboration, en fonction de la température [84]

La mise en place de céramiques pour les contremasses pose le problème de la résistance en traction.

B. Comportement expérimental

L'objectif de cette partie est de comparer la réponse du transducteur entre une réponse à température ambiante (à peu près 20°C) et une température élevée (80°C) obtenue lorsque le transducteur est placé dans le four pendant une heure. Le résultat est donné dans la Figure 107.

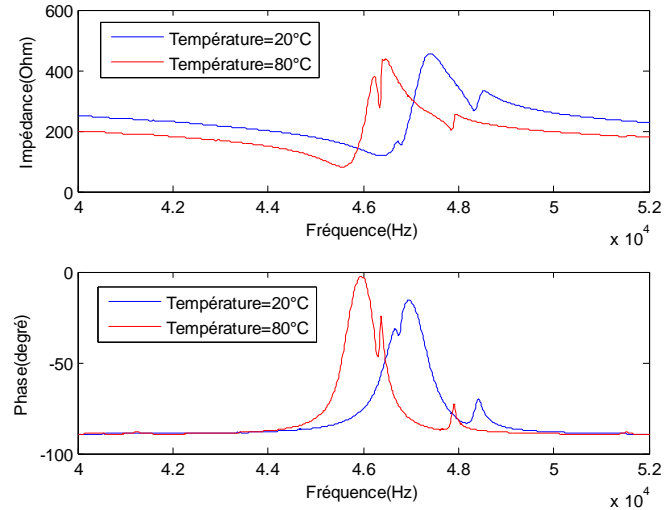


Figure 107 : Résultats des tests dynamiques pour différentes températures

La fréquence de résonance initiale est de 46400Hz à 20°C. Elle diminue à 45570Hz à 80°C. Cet essai permet de caractériser la variation des paramètres du capteur en fonction de la température comme indiqué dans l'équation (85). Cette dernière expression est importante pour le calcul de la commande en fonction de l'erreur tolérée.

$$\frac{\Delta f}{\Delta T} = \frac{46400 - 45570}{80 - 20} = 13.8 \text{ Hz.}^\circ\text{C}^{-1} \quad (85)$$

Sous Ansys, seule la variation du module d'Young de l'aluminium est considérée et la différence de fréquence est de 500hz, alors qu'expérimentalement la différence de fréquence est de 830hz. Ce test montre donc que, la variation du module d'Young de l'aluminium n'est pas totalement responsable de la variation de fréquence de résonance. Elle joue néanmoins un rôle prédominant.

C. Stratégie de compensation

Les effets de la température affectent principalement le spectre fréquentiel en décalant la fréquence de résonance et la fréquence d'anti-résonance vers des fréquences inférieures. Ces décalages en fréquence sont causés principalement par des matériaux voyant leur module d'Young se modifier en fonction de la température. Pour rappel tous les matériaux sont affectés par ce phénomène comme le montre la Figure 104.

Afin de contrer cet effet deux solutions sont envisageables. La première solution consiste à utiliser une mesure différentielle où l'effet de la température est soustrait entre deux mesures. Cette solution a été utilisée dans la technologie des SAW (chapitre 1.VII.A). Cette solution porte le nom de solution à modes différentiels.

Une deuxième solution consiste à mesurer la température ambiante et à compenser ses effets en agissant sur la commande.

1. Utilisation de modes différentiels

Une autre stratégie basée sur l'utilisation de modes conjoints a été envisagée. Cette solution fit l'objet d'un article scientifique [86]. L'utilisation de modes conjoints consiste à créer deux modes de résonance sur une même structure. L'addition d'une dissymétrie de structure permet de créer les deux modes propres dont les fréquences de résonance sont proches. Dans l'article présenté dans la Figure 108, il s'agit de deux modes de flexion, positionnés perpendiculairement. La technique de mesure de force est identique à celle utilisée dans le transducteur à mode interne mais reste très bruitée car la structure est semblable à un transducteur de Langevin. La température influant de manière analogue sur les deux modes, c'est une mesure différentielle qui est utilisée.

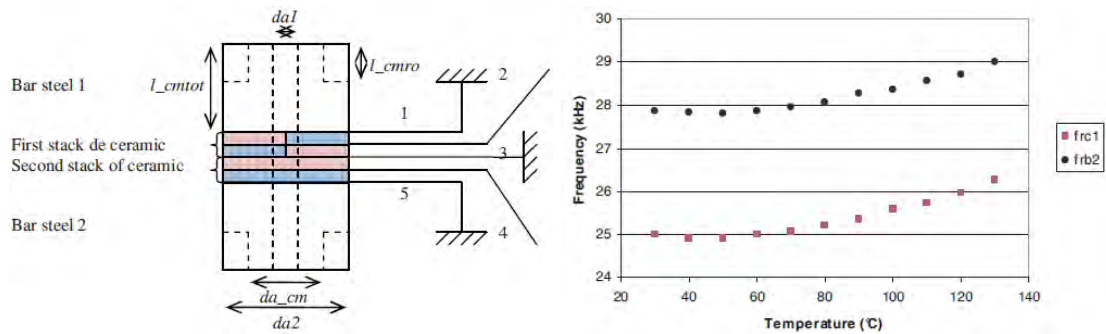


Figure 108 : (a) Description du transducteur utilisant des modes conjoints, (b) Résultats en fonction de la température

Malheureusement la structure s'adapte peu à l'utilisation de modes conjoints car la création de ces derniers qui sont des modes de flexion, perturbe la rigidité de la bielle.

2. Ajout de thermocouple

La mesure de la température peut aussi s'effectuer simplement en implémentant la bielle d'un thermocouple. Cette solution est certes peu intégrable mais a l'avantage d'être économique et de ne pas perturber le système mécanique. Sachant que les effets de la température sont bien connus, l'ajout d'un thermocouple permet de connaître la température et d'ajuster les paramètres numériques en conséquence, ceci concernant essentiellement la commande du transducteur.

VI. Etendue de mesure

A. Etendue de mesure maximale sur le transducteur actuel

L'étendue de mesure du capteur se mesure par la plage de variation de fréquence du capteur en fonction de la force appliquée. Cette variation est limitée et directement liée à la variation de raideur du transducteur. Afin d'augmenter l'étendue de mesure maximale il faut avoir un capteur plus raide ou jouer sur la fréquence d'alimentation afin de ne pas dépasser la fréquence de résonance lorsque le capteur est en traction maximale.

Afin de tester l'étendue de mesure du capteur, des tests sont menés avec des forces élevées dans la plage comprise entre -1000 et +1000N. Les résultats sont montrés dans la Figure 109. La force maximale mesurable se situe aux alentours de +/- 1000N car une force supérieure entraîne le capteur trop loin vers des modes parasites.

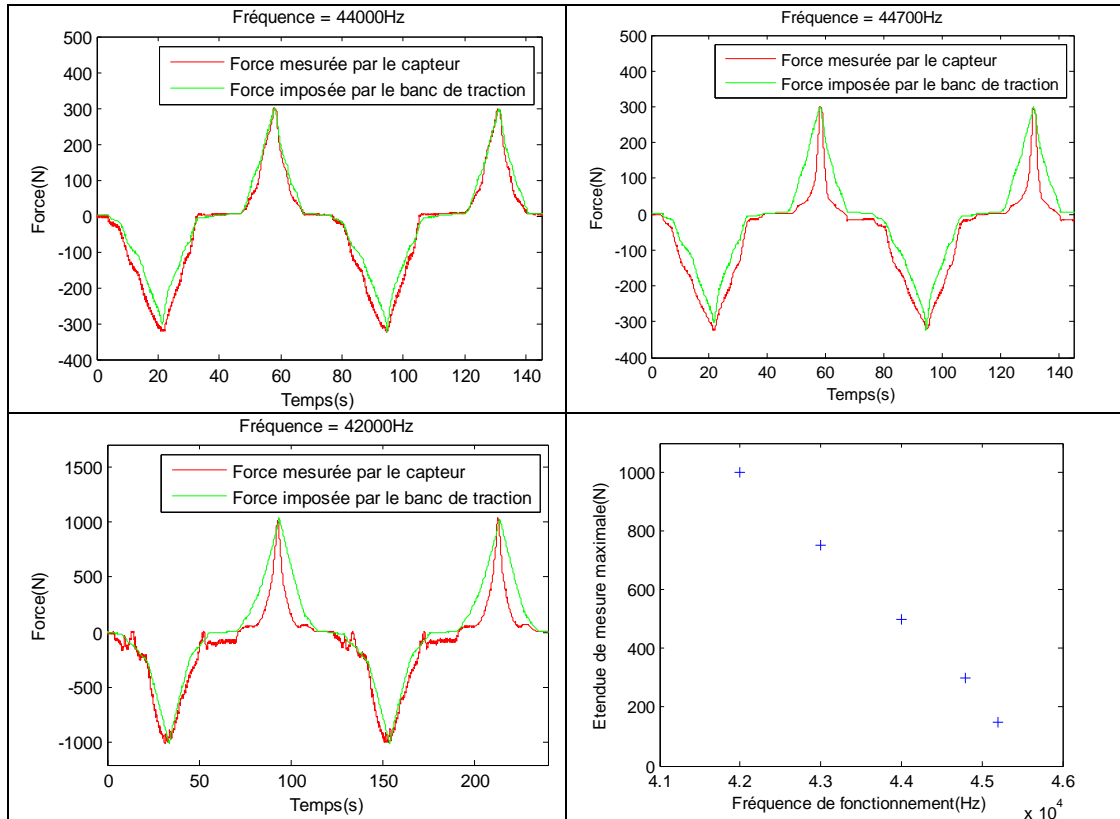


Figure 109 : Etude du respect des gabarits de mesure en fonction de la force maximale appliquée et de la fréquence d'alimentation considérée, les forces appliquées sont calculées grâce à une méthode linéaire. Le dernier graphique donne la force maximale mesurable en fonction de la fréquence d'alimentation

Le cahier des charges de l'application industrielle est bien respecté au niveau de l'étendue de mesure. L'étendue de force maximale dépend principalement de la propreté du spectre du transducteur.

B. Augmentation de l'étendue de mesure dans la zone interne

La conception de capteurs et d'actionneurs électromécaniques utilisant la technologie piézoélectrique fait intervenir deux facteurs assez opposés : le coefficient de couplage électromécanique et le coefficient de qualité mécanique [76]. Le couplage électromécanique caractérise la réversibilité du système tandis que le coefficient de qualité détermine le rapport entre la tension appliquée et l'amplitude de déplacement. Deux paramètres importants permettent de bien caractériser un transducteur piézoélectrique, il s'agit du coefficient de couplage k et du coefficient de qualité Q dont les expressions sont rappelées dans les expressions (69) et (87).

$$k^2 = \frac{f_a^2 - f_r^2}{f_a^2} \quad (86)$$

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \quad (87)$$

Ces deux paramètres permettent de caractériser un mode de résonance comme montré dans la Figure. En effet, k représente l'écart entre les fréquences de résonance et d'antirésonance d'un même mode. Plus k augmente, plus les fréquences sont écartées ce qui augmente l'étendue de mesure pour une raideur donnée.

Q mesure l'acuité à la résonance qui se mesure grâce à la phase. Mais cette acuité se retrouve au niveau des impédances étant donné que l'acuité à la résonance équivaut à la différence d'impédance entre la fréquence d'antirésonance et la fréquence de résonance.

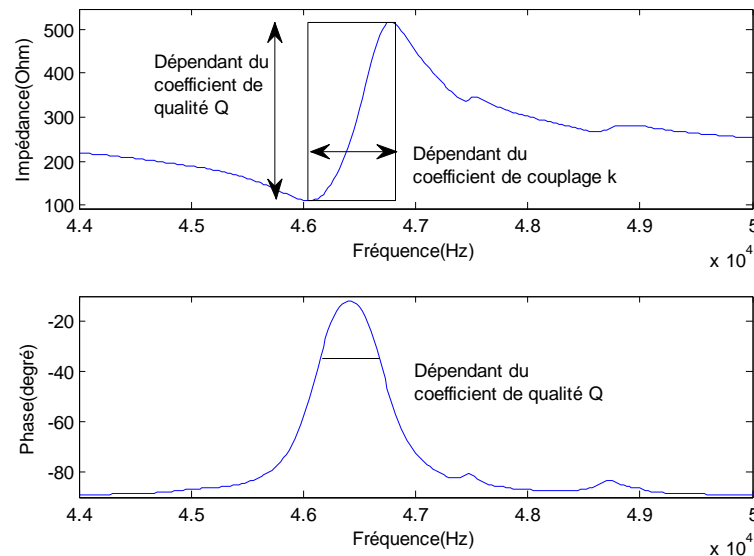


Figure 110 : Caractérisation d'un mode de résonance grâce aux paramètres k et Q

En résumé, à raideur équivalente, le coefficient de couplage k influe sur l'étendue de mesure et le coefficient Q mesure la résolution du capteur. Pour une application de type capteur, le coefficient de couplage doit être élevé de manière à pouvoir bien transformer les sollicitations mécaniques en signaux électrique. De plus le facteur de qualité mécanique peut être moins bon de manière à peu amplifier les résonances ce qui permet de ne pas perturber le système et d'assurer une relative stabilité mécanique.

VII. Impact de l'alimentation

Tous les tests ont été réalisés grâce au banc de test dSpace. Sachant que le système fonctionne à une fréquence relativement fixe, un système d'alimentation dédié est possible. Cette partie présente les points permettant de réaliser cette alimentation.

A. Alimentation linéaire

Une alimentation linéaire génère directement un courant proportionnel à une consigne donnée. La Figure 111 montre le schéma électrique d'une alimentation linéaire classique.

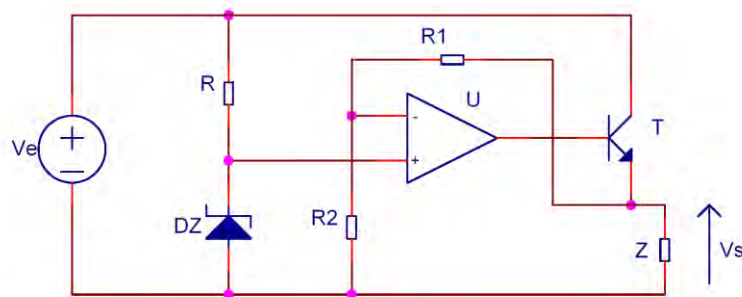


Figure 111 : Schéma électrique d'une alimentation linéaire classique

La tension d'entrée V_e peut être variable et même sinusoïdale. En pratique la dynamique est limitée par les performances de l'amplificateur opérationnel.

Le rapport en tension est réglé par Les résistance R_1 et R_2 qui forment un pont diviseur de tension. Les contraintes de cette technologie sont le faible rendement de la structure dû à la présence de résistances, en particulier la résistance R qui dissipe la puissance thermique d'entrée sous forme de chaleur. Cette structure est simple et le courant délivré est propre comme le prouve la Figure 112.

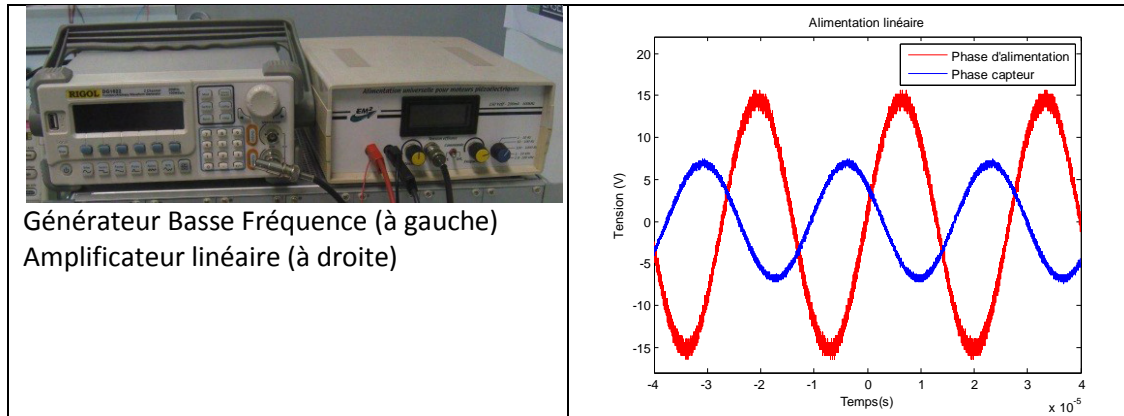


Figure 112 : (a) Constitution de l'alimentation linéaire, (b) Capteur alimenté par l'alimentation linéaire

B. Alimentation à découpage

Une alimentation à découpage cherche à éliminer les résistances présentes dans l'alimentation linéaire en utilisant des interrupteurs, ce qui permet d'accroître le rendement.

Le banc dSpace, servant à caractériser le transducteur, utilise cette technologie basée sur le découpage d'une tension continue à l'aide de semi-conducteurs. Ce type d'alimentation a déjà été utilisé pour le rapport GASVT [87]. Cette alimentation porte le nom d'alimentation push-pull résonante. Le schéma électrique de cette alimentation est donné dans la Figure 113 et une photographie de cette alimentation est donnée dans la Figure 114.

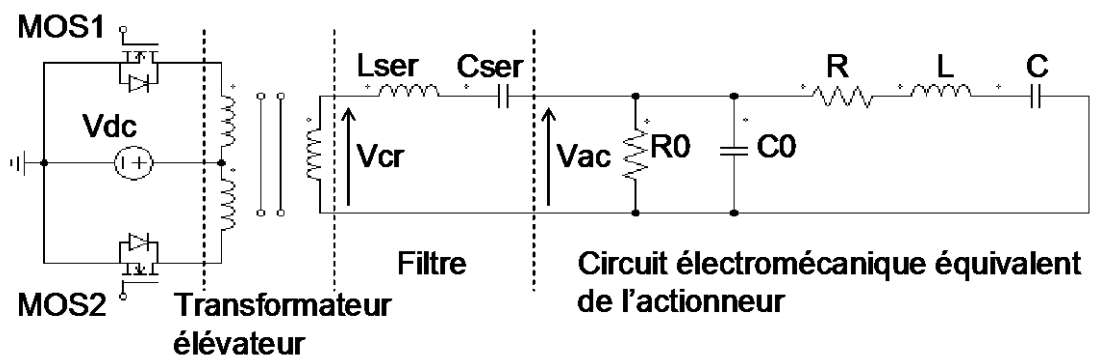


Figure 113 : Schéma électrique de l'alimentation push-pull résonante

Le principe de cette alimentation est de répartir alternativement une tension continue sur une partie d'un transformateur électrique. Cela crée un courant alternatif au secondaire qui permet d'alimenter la charge piézoélectrique. Le découpage de la tension par des éléments actifs semble générer beaucoup d'harmoniques qui semblent néfastes pour la précision de la mesure. Les

alimentations à découpage sont plus compliquées que leurs homologues linéaires mais admettent un rendement plus important.

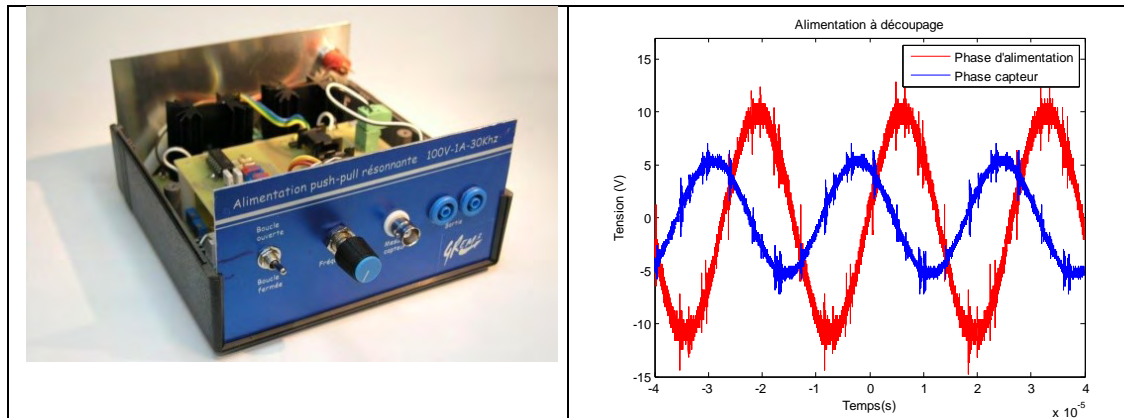


Figure 114 : (a) Photographie de l'alimentation push-pull résonante réalisée par Viguiier dans le cadre du projet GASVT, (b) Capteur alimenté par l'alimentation à découpage

Sachant que le capteur n'est pas sensé consommer beaucoup d'énergie mais nécessite une tension d'alimentation propre, il semble judicieux de choisir une alimentation linéaire pour construire une alimentation dédiée au capteur.

VIII. Respect des caractéristiques dynamiques

Le capteur doit avoir certaines caractéristiques dynamiques comme indiqué dans le Tableau 30 qui est un extrait des tests de certification réalisés par Ratier-Figeac. Ces tests servent de base à l'étude dynamique du transducteur. Afin d'assurer le suivi dynamique du manche, le test ayant la plus forte dynamique (2Hz à +/-70N), est effectué sur le transducteur à mode interne.

Force appliquée (N)	Fréquence (Hz)	Nombre de cycles effectués
+/-150	0.5	5
+/-120	0.5	4
+/-100	1	3
+/-90	1	4
+/-80	1	5
+/-70	2	20
+/-60	2	50
+/-40	2	100
+/-30	2	150
+/-10	2	50

Tableau 30 : Tests dynamiques de références effectués par l'équipementier

Le banc Mecmesin n'est pas capable d'assurer un suivi dynamique suffisant afin de tester les considérations dynamiques exigées par Ratier Figeac. Afin de contrôler les caractéristiques dynamiques du capteur, un nouveau banc d'expérimentation est mis en place comme montré dans la Figure 115.

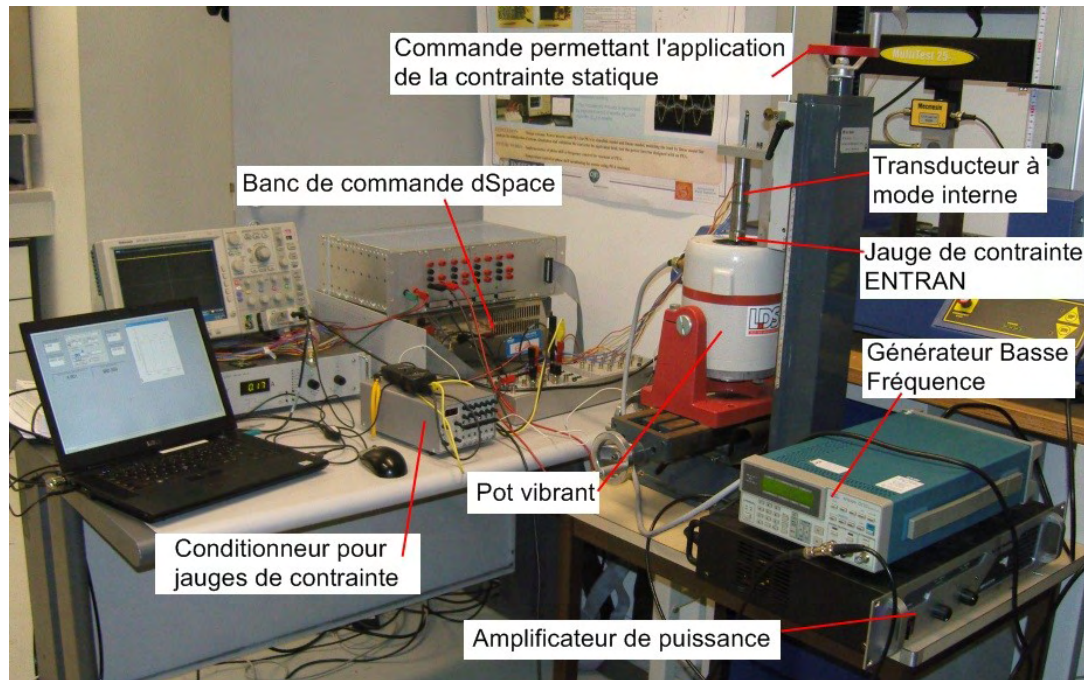


Figure 115 : Banc d'expérimentation utilisé pour les tests dynamiques

Le système d'actionnement est basé sur un pot vibrant. Un générateur basse fréquence alimente en tension un amplificateur qui à son tour alimente en courant le pot vibrant. Le générateur impose la fréquence et la forme (sinusoïdal, triangle, créneau) de la force à appliquer au capteur. L'amplificateur règle principalement l'intensité de la force à appliquer.

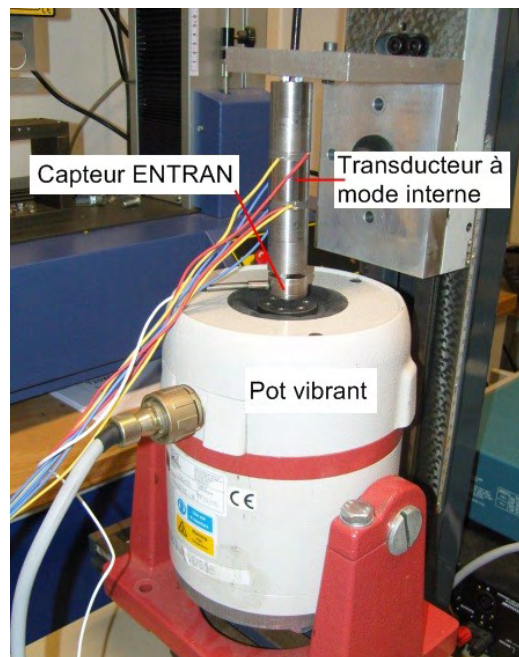


Figure 116 : Positionnement du capteur témoin ENTRAN entre le pot vibrant et le transducteur

Le capteur de force témoin est un capteur ENTRAN à jauge de contrainte et utilisé uniquement en compression. Son étendue de mesure s'étend de 0N à 250N (équivalent à -250N). Les tests sont donc uniquement effectués en compression. Le capteur à jauge est alimenté par un conditionneur basé sur un pont de Wheastone, son alimentation est de 10V ce qui signifie que le capteur renvoie 10V en pleine échelle (à -250N).

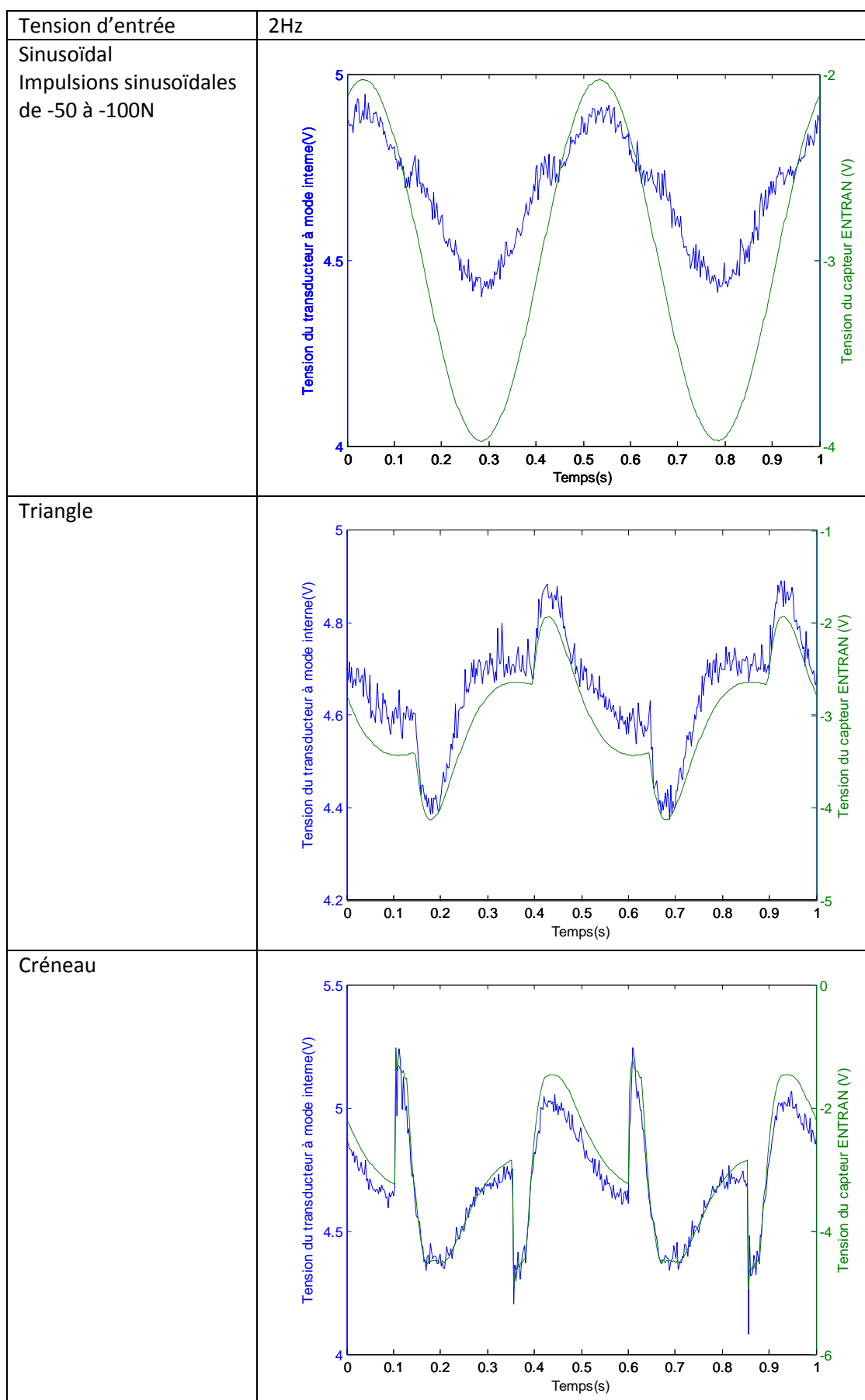


Figure 117 : Tests dynamiques selon différentes formes de signaux

Les formes d'ondes envoyées depuis le GBF ne sont pas bien transmises au pot vibrant comme le montre le capteur ENTRAN, notamment lorsqu'il s'agit d'ondes de type triangle ou créneau. Cette remarque illustre la difficulté d'effectuer des essais dynamiques avec un matériel non adapté. Le capteur témoin à jauge permet néanmoins de surpasser cette contrainte.

Des tests à haute dynamiques ont été effectués et la dynamique suit sans problème des variations de 100 Hz. Au-delà, le capteur témoin ENTRAN ne suit plus la dynamique mécanique ce qui ne permet pas d'avoir des mesures fiables. Une dynamique élevée est à prévoir, dynamique inhérente à la technologie piézoélectrique.

Un diagramme force appliquée – tension est tracé dans la Figure 118 afin de mieux évaluer la linéarité et la précision du capteur.

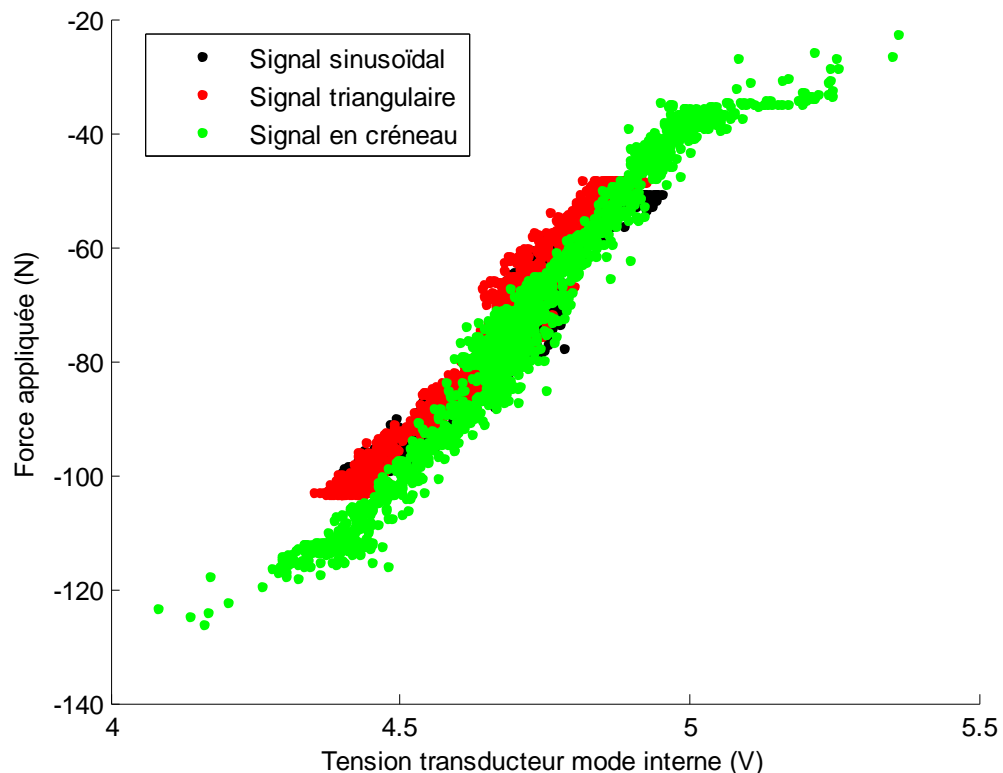


Figure 118 : Diagramme force-tension sur une étude dynamique

Afin de déterminer l'erreur linéaire ainsi que l'erreur en hystérésis il est nécessaire de tracer une droite permettant d'approximer au mieux la linéarisation de la mesure. Cette droite est prise par rapport aux points extrémaux afin de mieux coller à tous les nuages de points.

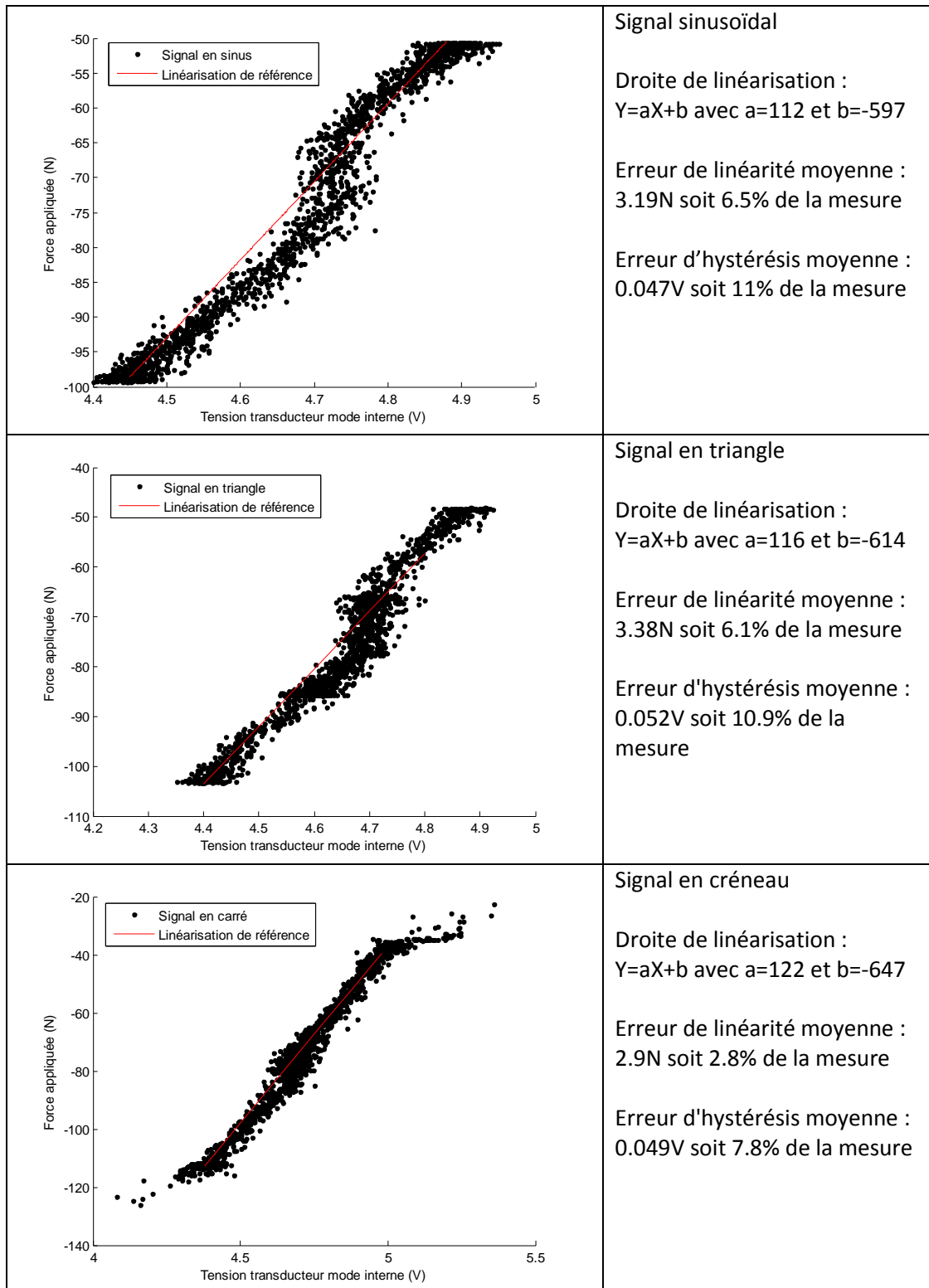


Figure 119 : Calcul des erreurs des différents signaux

Les droites de linéarisation sont globalement proches ce qui signifie que les formes des signaux influent peu sur la mesure. Les erreurs de linéarité et les erreurs d'hystérésis sont du même ordre. Ces résultats sont cohérents au vu de l'aspect des nuages de point.

Globalement les performances dynamiques sont satisfaisantes car le capteur à mode interne suit le capteur témoin ENTRAN. La reproductibilité est aussi présente car les essais sont effectués sur des cycles et les nuages de points ne sont pas trop dispersés.

Un test ayant une dynamique plus importante est proposé dans la Figure 120. Ce test montre bien que le capteur suit parfaitement la sollicitation mécanique sans déphasage. La contrainte dynamique est donc largement remplie, ce qui confirme les bonnes performances dynamiques des capteurs piézoélectriques.

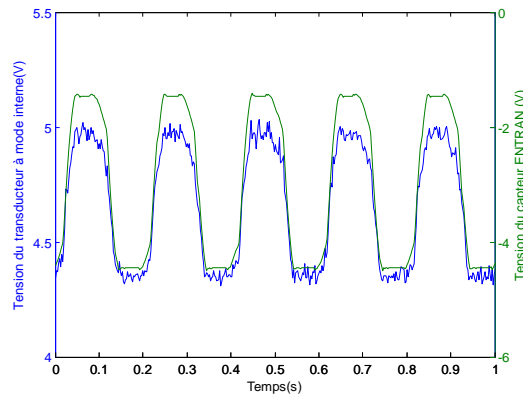


Figure 120 : Test à 5Hz (signal sinusoïdal)

Afin de gommer les effets du type d'alimentation utilisé, des tests dynamiques complémentaires sont effectués à l'aide de l'alimentation linéaire. Ces tests sont effectués sur une faible plage de variation et sur un signal de commande purement sinusoïdal afin de limiter les effets mécaniques parasites.

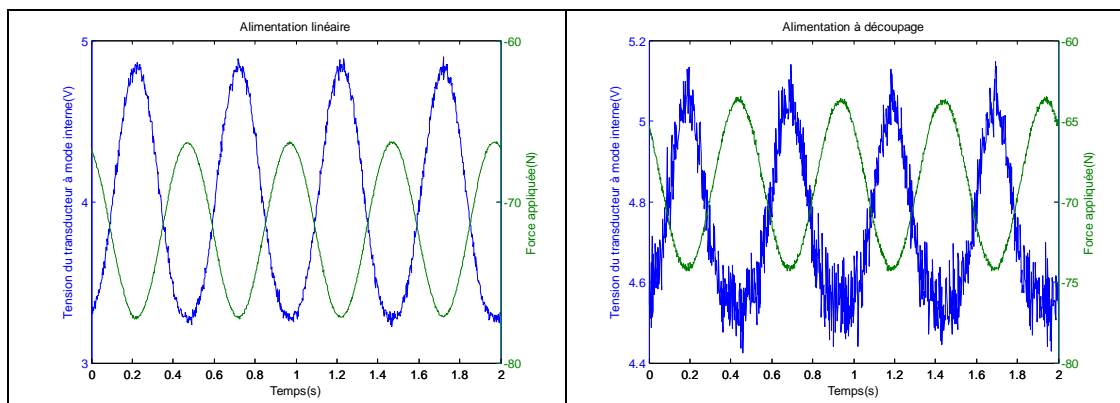


Figure 121 : Comparaison entre l'alimentation linéaire et l'alimentation à découpage au niveau temporel. Le capteur Entran est le capteur de force de référence.

L'alimentation linéaire délivre un signal beaucoup plus propre comme il a été montré dans la Figure 112 et Figure 114. La Figure 121 montre la capture du signal du capteur après traitement numérique en temps réel, c'est-à-dire après acquisition de la valeur crête, car la tension d'alimentation du capteur est un signal à hautes fréquences (45600Hz). L'alimentation linéaire donne une tension de sortie plus propre que l'alimentation à découpage.

Afin de caractériser ces mesures, un diagramme force-tension est présenté dans la Figure 122. Le diagramme montre clairement que le nuage de points de l'alimentation linéaire est beaucoup plus fin, ce qui se traduit par des erreurs moindres au niveau des erreurs entre les mesures effectuées par l'alimentation linéaire et l'alimentation à découpage.

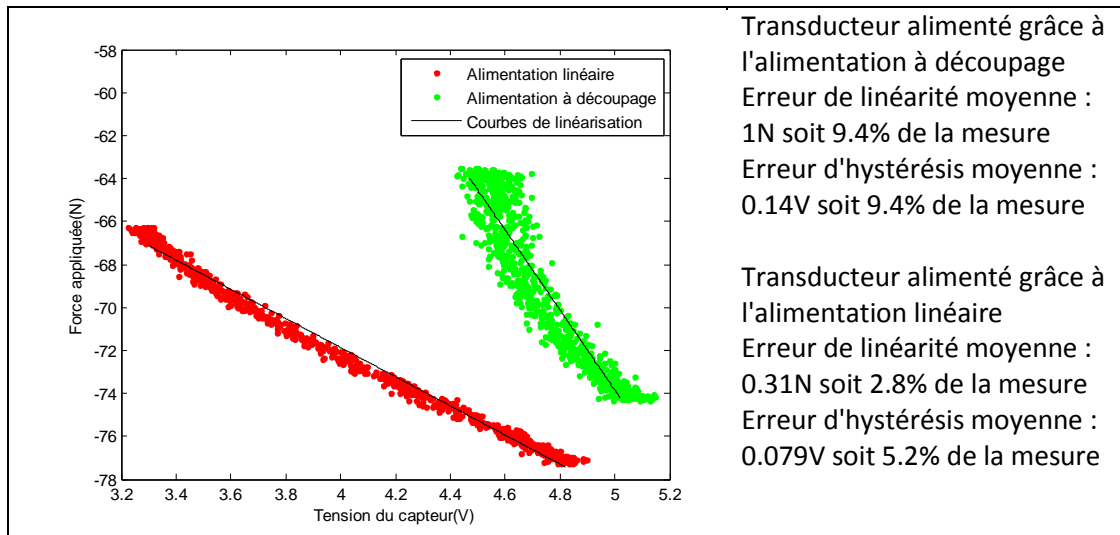


Figure 122 : Diagramme force-tension pour une comparaison des deux transducteurs

Avec cet essai, il semble évident qu'une alimentation linéaire est préférable dans les applications de type capteur afin d'en améliorer les performances en diminuant les erreurs. Aussi, il est tout à fait envisageable d'éviter les réjections du primaire sur le secondaire par une isolation galvanique.

IX. Conclusion

Dans ce chapitre sont développés des outils de traitement des données permettant la détermination des erreurs de linéarité et d'hystérésis. Une tension d'alimentation caractéristique des céramiques piézoélectriques a été déterminée. Elle se situe entre 10 et 50 V, et permet d'améliorer la résolution pour des valeurs plus élevées. Cette résolution peut aussi être améliorée en augmentant le nombre de céramiques par pack actif. Aussi, une analyse de l'évolution du spectre avec la variation de température du transducteur a été effectuée. Basée sur l'évolution du module d'élasticité avec la température, son impact théorique est évalué à 6.5N/°C, ce qui pénalise la précision du capteur. A ce stade, des stratégies de compensation autres qu'un thermocouple analysant en temps réel la température de l'ensemble sont difficilement envisageables. Celle basée sur l'exploitation de deux modes conjoints n'a pas été poursuivie car assez complexe à mettre en œuvre.

Ce chapitre a montré que le transducteur à mode interne est une technologie susceptible de remplir le rôle de capteur de force notamment au regard des performances constructeurs (étendue de mesure, dynamique) et des conditions environnementales (température, tension d'alimentation). Si les erreurs de mesure restent élevées par rapport au cahier des charges (5% de l'EM pour 0.5% préconisé), nous pouvons néanmoins noter une étendue de mesure comprise entre -1000 et +1000N, une dynamique de mesure de 5 Hz pour une plage de 50 N alors que le cahier des charges stipule une étendue de mesure de +/-150N, associée à une dynamique de 2 Hz pour +/- 70 N.

Concernant les architectures d'alimentation, les alimentations à découpage entraînent des bruits de mesure pénalisants pour la précision du capteur, dus à des réjections du primaire sur le secondaire du capteur. Des essais avec une alimentation linéaire l'ont montré. Aussi, une structure de capteur visant à séparer le primaire du secondaire par une isolation galvanique permettrait certainement de diminuer encore le bruit de mesure.

Chapitre V : Transducteur final

I. Introduction

Le chapitre précédent concernait les performances de la structure à mode interne nouvellement développée. Cette structure est implémentée sur le transducteur final, destiné à l'application industrielle, afin de réaliser les tests permettant de vérifier les domaines de fonctionnement du capteur.

La géométrie du capteur est basée sur un capteur déjà existant. La spécification de redondance, demandée par le cahier des charges, est abordée. Aussi, une vérification du mode excité est effectuée par une méthode optique. La comparaison des performances du capteur avec le cahier des charges est effectuée sur des tests statiques, dynamiques et environnementaux.

II. Transducteur final

Le prototype final à tester est un transducteur à mode interne comme montré dans la Figure 123. Les différences entre le transducteur d'origine utilisé dans le chapitre précédent et le prototype final concernent essentiellement la taille des contremasses ainsi que la mise en place de la redondance nécessaire à la fiabilité du dispositif. Les contremasses ont des longueurs différentes comparativement aux transducteurs de test, de plus l'armement est différent avec une partie à visser entre la contremasse et la rotule, pouvant modifier sensiblement la nature des modes excités.

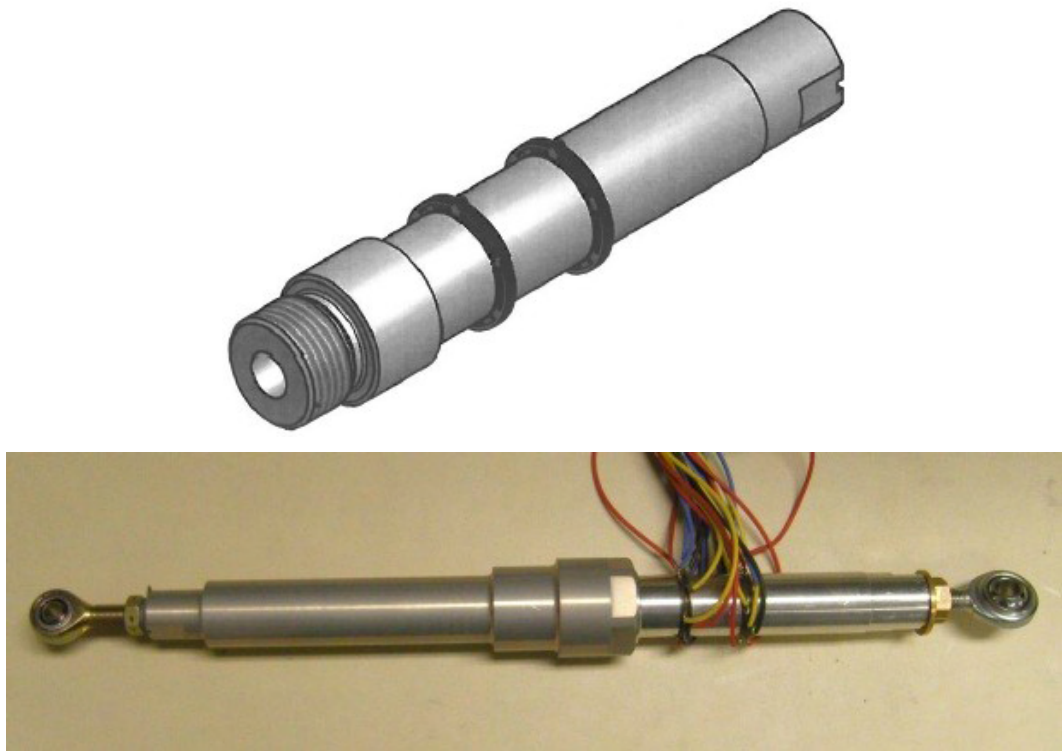


Figure 123 : Vue schématique du transducteur assemblé (en haut), Photo du transducteur assemblé (en bas)

A. Présentation des nouvelles contremasses

Le choix dicté pour la taille des contremasses s'explique par les dimensions données par l'industriel au niveau de la biellette existante et du capteur de force associé. En raison de l'application aéronautique visée, les contremasses sont en aluminium et non pas en acier.

L'équation (31) rappelée dessous est la formule de calcul de la fréquence fondamentale du mode longitudinal d'un barreau.

$$f_0 = \frac{\omega_0}{\pi} = \frac{c}{2l} \quad (n=2 \text{ libre-libre ou bloqué-bloqué}) \quad (88)$$

n	1	2	3
Transducteur nu (aluminium seulement considéré): fréquence en Hz	17313	34625	51940
Transducteur nu (total): fréquence en Hz	16454	32900	49360

Tableau 31 : Fréquence des différents modes de vibration longitudinaux du prototype utilisant le principe du transducteur de Langevin

La simulation Ansys s'effectue sur la biellette nue. Les conditions aux limites sont fixes ce qui induit un blocage des extrémités des contremasses. Le résultat sous ANSYS est donné dans la Figure 124. La fréquence de résonance de 46080Hz. C'est un mode longitudinal d'ordre trois qui est choisi afin de mieux confiner l'onde mécanique.

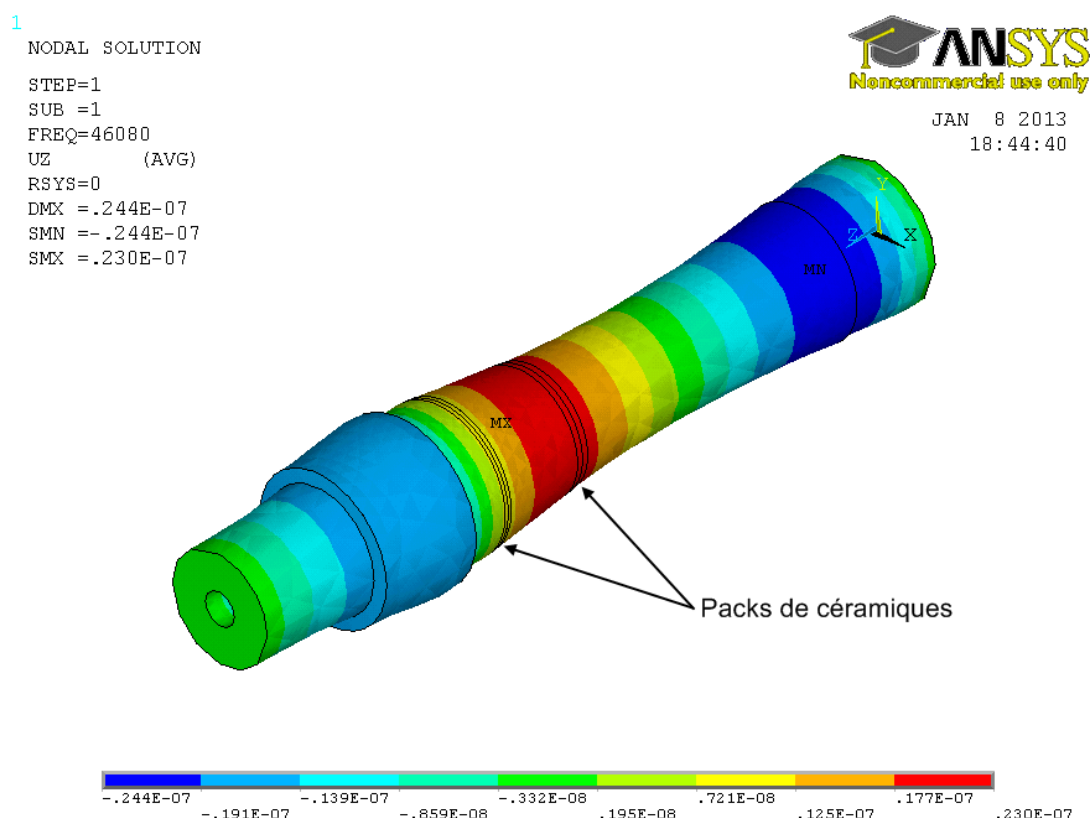


Figure 124 : Premier mode interne pour la biellette nue calculée sous Ansys

B. Redondance électrique

La redondance consiste à doubler voire à tripler les fonctions d'actionnement ou de contrôle de manière à toujours assurer une continuité de service. Cette fonction est essentielle dans le domaine aéronautique où une panne d'un composant peut mettre en péril l'aéronef. La redondance permet donc d'augmenter la fiabilité. La partie électronique pourvoit déjà cette fonction comme le montre la Figure 125.

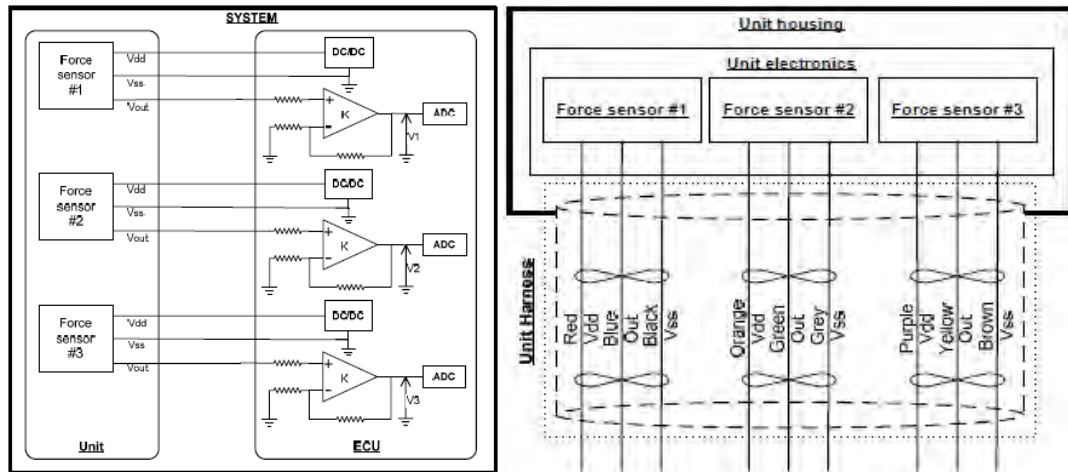


Figure 125 : Sorties électriques délivrées par l'équipementier

Deux types de redondances structurales peuvent être utilisés sachant que les redondances électroniques sont déjà envisagées par l'équipementier.

C. Multiplication du nombre de céramiques

La redondance la plus simple à mettre en œuvre est l'augmentation du nombre de céramiques. Chaque pack de céramique est doublé, voire triplé. Bien que cette technique soit simple, elle demande beaucoup de ressources et peut perturber l'onde mécanique. En effet, les positions de toutes les céramiques ne sont pas exactement au centre du barreau ce qui donne un spectre mécanique différent selon le pack de céramiques considéré comme le montre la Figure 126. En pratique l'épaisseur des céramiques est négligeable devant la longueur des contremasses, ainsi, le problème soulevé précédemment est nettement minoré. Pour une redondance de type triplex (trois redondances), il ne faut pas moins de 24 céramiques.

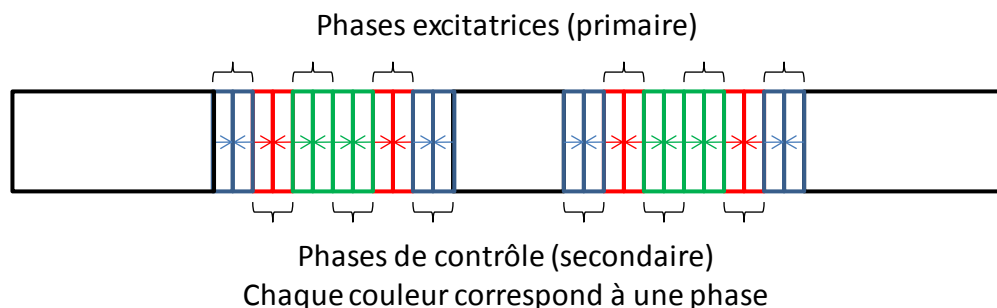


Figure 126 : Schéma d'assemblage pour une solution triplex avec multiplication des céramiques

D. Sectorisation des céramiques

La solution de sectorisation des céramiques est une solution plus compliquée et plus difficile à mettre en œuvre que la multiplication du nombre de céramiques. Cela est dû au positionnement

des céramiques et des électrodes. Elle permet toutefois de garder un système compact et d'avoir une onde mécanique homogène sur tout le barreau. Afin de limiter les perturbations mécaniques et d'assurer une compacité du système, c'est la solution de sectorisation des céramiques qui est choisie pour assurer les fonctions de redondance du capteur. Dans la Figure 127, chaque couleur est une phase indépendante. Le nombre de céramique est pair afin d'équilibrer les modes de vibration de la structure globale.

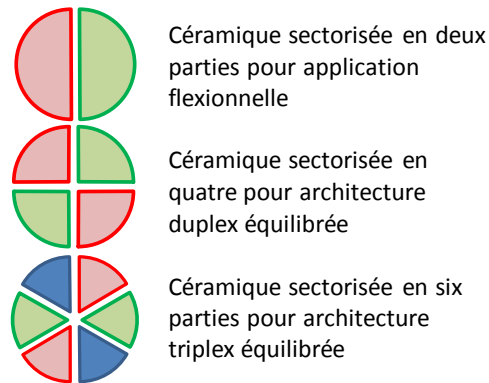


Figure 127 : Différentes sectorisation de céramiques selon l'application choisie

L'alimentation des céramiques a aussi fait l'objet d'un traitement particulier à cause de la sectorisation. Le design des électrodes ou prise de potentiel est montré dans la Figure 128. Le placement des céramiques est délicat lors de l'assemblage.

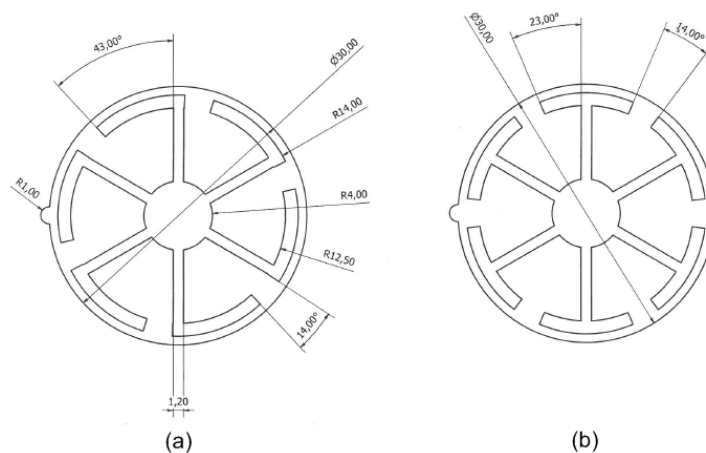


Figure 128 : Design d'électrodes sectorisées, (a) électrode de phase, (b) électrode de masse

E. Contremasses

La taille totale des contremasses atteint 146mm ou même 300mm si tout le transducteur est considéré ce qui est différent des 65mm retenus pour le transducteur du chapitre précédent. Contrairement au transducteur de test où les deux contremasses extérieures étaient identiques, les deux contremasses du prototype sont différentes en accord avec le cahier des charges fourni par l'équipementier.

Une contremasse (Figure 129) est identique à la contremasse initiale avec deux filetages intérieurs à ses extrémités. Un filetage sert à visser la vis centrale, responsable de la précontrainte tandis que le deuxième filetage permet de visser une vis extérieure, munie d'une rotule, qui peut se fixer aisément sur le banc de traction.



Figure 129 : Contremasse où se fixe la rotule

L'autre contremasse (Figure 130) est constituée uniquement d'un filetage extérieur où une pièce extérieure vient se fixer sur ce filetage. L'intérieur de cette contremasse est creux mais non fileté permettant d'y insérer la vis de précontrainte. La taille de cette vis est limitée par le diamètre total de la pièce.



Figure 130 : Contremasse se fixant sur la pièce fournie par Ratier Figeac

La dernière contremasse est toute simple, il s'agit de la contremasse centrale. C'est un simple tube d'aluminium s'insérant entre les deux packs de céramiques.

F. Sonde de température extérieure

Bien que diverses solutions de compensation de température aient été abordées antérieurement, la solution de mesure de température par thermocouple apparaît comme la solution la plus viable technologiquement. La mesure de la température conditionne la fréquence d'alimentation qui reste fixe pour une certaine température donnée. En outre elle reste discrète et donc, facilement implémentable.

III. Partie expérimentale

La partie expérimentale se décompose principalement en trois tests :

- Un test statique permettant de mesurer l'erreur statique
- Un test dynamique mesurant les erreurs de reproductivité, de linéarité et d'hystérésis
- Un test environnemental avec une température variable

A. Configuration de test

La partie électronique reste la même que lors du chapitre précédent à savoir l'alimentation à découpage commandée par dSpace. L'alimentation permet de générer quatre phases dont seulement trois sont utilisées. Le banc dSpace accepte un maximum de seize entrées ce qui est suffisant pour capter les trois phases simultanément.

La première partie consiste tout d'abord à caractériser le transducteur à vide pour observer les pics d'impédances exploitables pour l'application visée. Ce test préliminaire permet de quantifier

l'efficacité de l'actionneur. Les premiers tests sont effectués sur des transducteurs non sectorisés de manière à bien caractériser le transducteur.

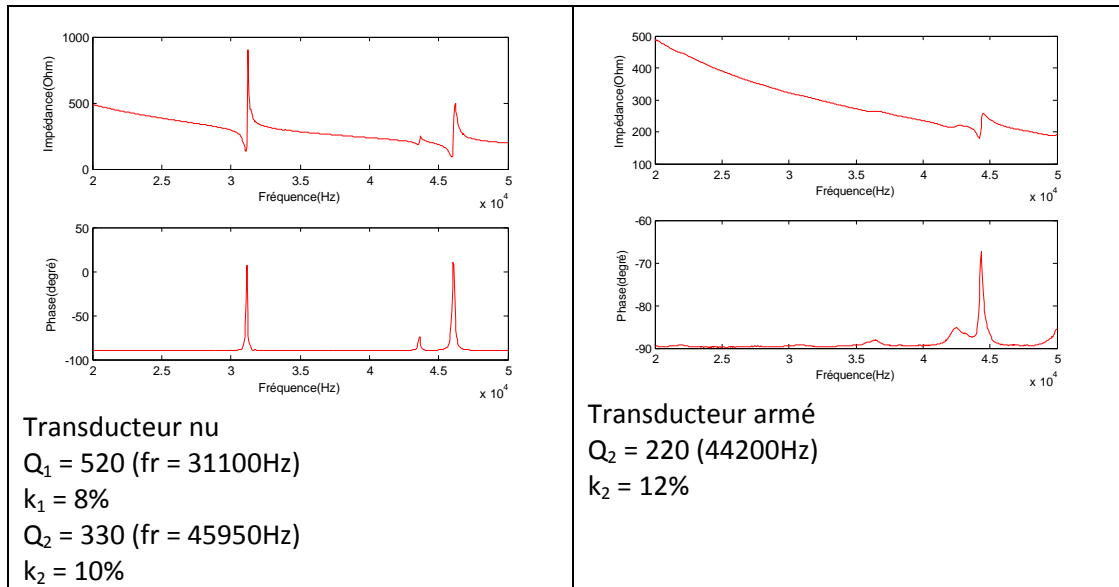


Figure 131 : Spectre en fréquence d'une phase du transducteur nu et armé

Sur la Figure 131, la différence entre le spectre du transducteur armé et le transducteur nu est flagrante. Le pic situé aux alentours de 31kHz disparaît. La perte de phase maximale est aussi très importante avec un passage de phase maximal autour de 0° pour le transducteur nu à une baisse de -65° pour la fréquence de 45kHz. L'armement du transducteur limite grandement la résonance de ce dernier mais perturbe assez peu le spectre qui reste relativement pur.



Figure 132 : Transducteur final monté sur le banc de traction

B. Vérification du mode excité

La fréquence de résonance du système a été calculée et choisie en simulation sous Ansys. Il convient maintenant de vérifier expérimentalement l'excitation du mode considéré. Pour cela le transducteur est entouré de papier réfléchissant et un vibromètre laser mesure la vitesse vibratoire d'un point matériel ayant une abscisse fixe. Le banc de test impliquant le vibromètre est présenté dans la Figure 133.

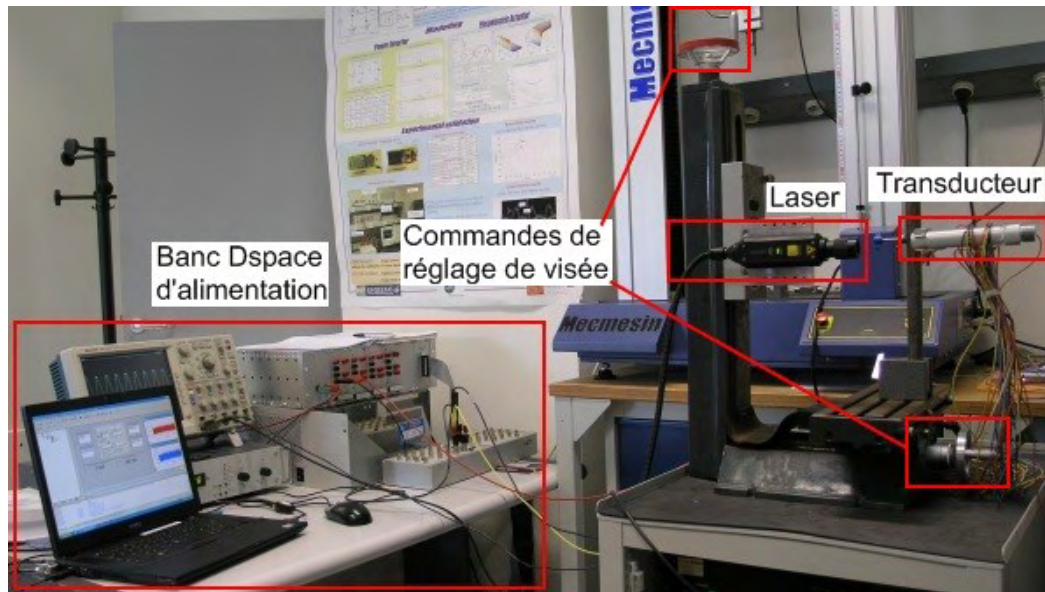


Figure 133 : Banc de test du transducteur permettant de déterminer le mode utilisé. Les commandes de visées permettent d'ajuster la hauteur ou l'altitude du laser de manière à mesurer la vibration pour différents points matériels

Les caractéristiques de l'essai sont les suivantes:

- Tension d'alimentation : 20V
- Fréquence d'alimentation : 44000Hz
- Conversion d'échelle du laser : $25\text{mm.s}^{-1}.\text{V}^{-1}$

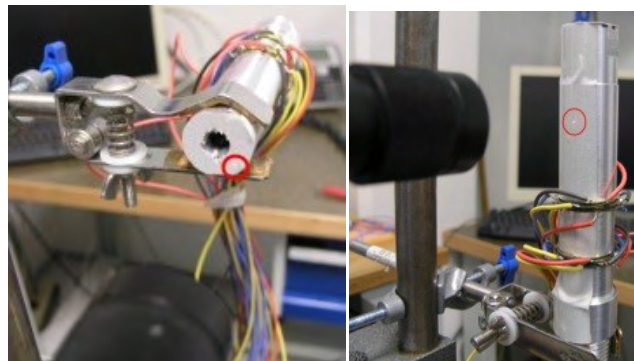


Figure 134 : Observation du transducteur (a) en coupe, (b) au niveau axial. Le laser pointe sur du papier réfléchissant grâce à un point rouge (entouré en rouge sur les différentes photos).

Au niveau de la coupe (laser pointant sur la tranche comme dans la Figure(a)) le niveau de tension mesuré est toujours le même et ce quelque soit la position du laser ce qui enlève comme possibilité un mode de flexion.

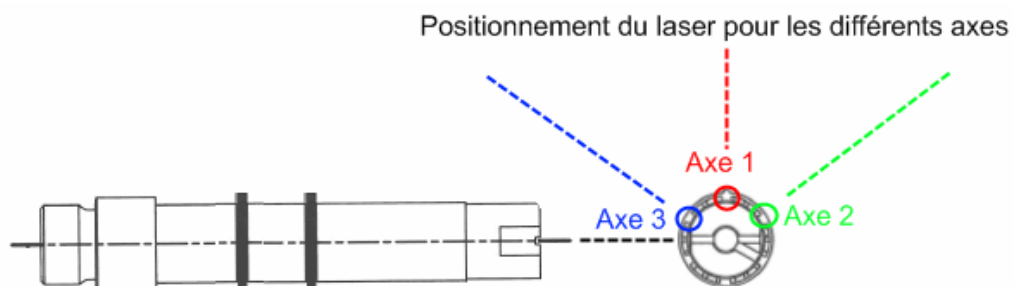


Figure 135 : Positionnement des trois axes de visée

Les résultats de la vue latérale (laser pointant sur le transducteur comme dans la Figure 134(b)) sont donnés dans la Figure 136. La mesure des packs au niveau de plusieurs orientations permet de vérifier le mode excité. L'effet observé est l'effet du coefficient de Poisson sachant qu'un mode longitudinal ne se déforme pas latéralement.

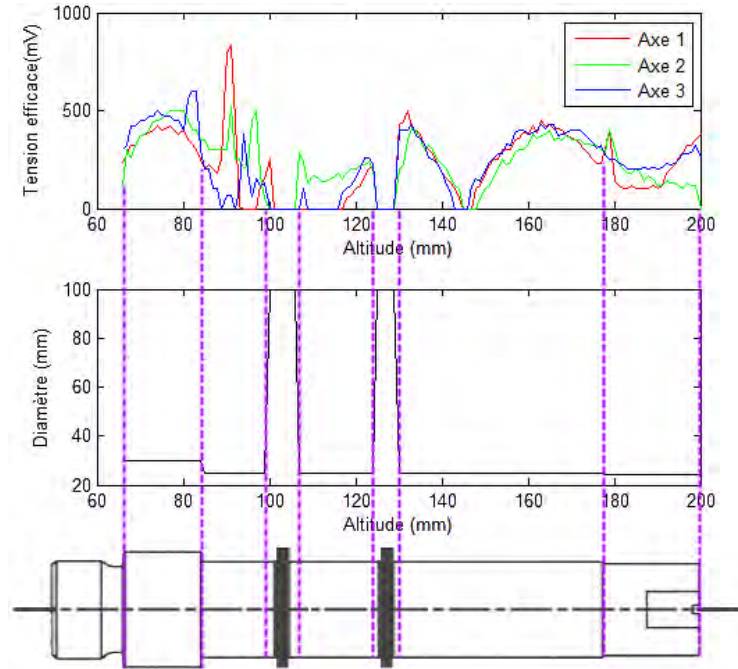


Figure 136 : Intensité de la vibration en fonction de la position

Les résultats mesurés dans la Figure 136 confirment l'exploitation d'un mode longitudinal car les spectres des trois axes sont relativement similaires. De plus cette figure permet de déterminer le mode excité : il s'agit d'un mode longitudinal d'ordre trois dont les nœuds de vibrations sont situés aux altitudes 145mm et 95mm. Cela résulte de la faible vibration observée par les trois orientations au niveau de ces hauteurs.

Sachant que la tension efficace au niveau de la résonance se situe au niveau de 400mV : le déplacement peut se calculer expérimentalement. L'expression (89) donne le déplacement calculé expérimentalement sachant que les données expérimentales ont déjà été données précédemment. L'expression (90) est la formule de calcul du déplacement théorique avec μ le coefficient de Poisson de l'aluminium, d_{33} le coefficient de couplage piézoélectrique, V la tension appliquée et Q l'acuité à la résonance. Ces deux valeurs sont relativement proches ce qui valide les mesures concernant l'utilisation du laser.

$$\text{déplacement}_{exp} = \frac{\text{Tension mesurée} * \text{Calibre}}{\text{Fréquence}} = 227 \text{ nm} \quad (89)$$

$$\text{déplacement}_{théorique} = \mu d_{33} V Q = 330 \text{ nm} \quad (90)$$

C. Test statique

Le test statique tient uniquement compte de la valeur de force finale sur un essai relativement long, mettant de côté le régime transitoire. La variable d'entrée du test est un enchainement de créneau de force de la part du banc de traction, la variable de sortie est la tension du pack du capteur de force non alimenté.

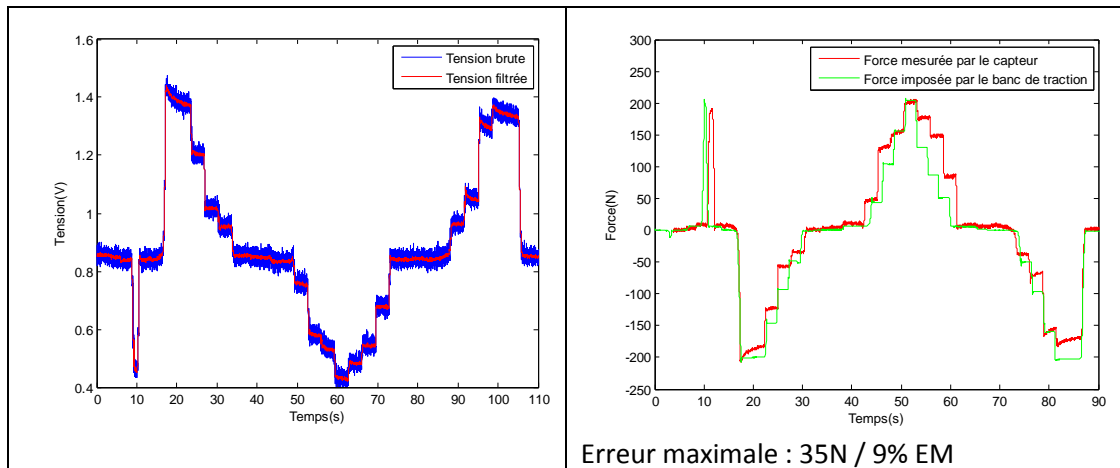


Figure 137 : Essais statiques sur le transducteur non sectorisé

Les résultats obtenus dans la Figure 137 montrent que l'erreur est relativement faible et se situe autour des 9% de l'étendue de mesure. Les résultats obtenus dans cette partie sont semblables à ceux acquis lors de la partie précédente avec le transducteur à mode interne au détail près que la tension aux bornes des céramiques de contrôle est inversée.

D. Etendue de mesure

L'étendue de mesure maximale du capteur est testée sur le banc de traction. Les résultats sont montrés dans la Figure 138. Sur le transducteur final, la tension est relativement faible ce qui entraine une étendue de mesure relativement faible. Néanmoins une mesure de +/-500N est atteinte ce qui respecte le cahier des charges fourni par l'industriel.

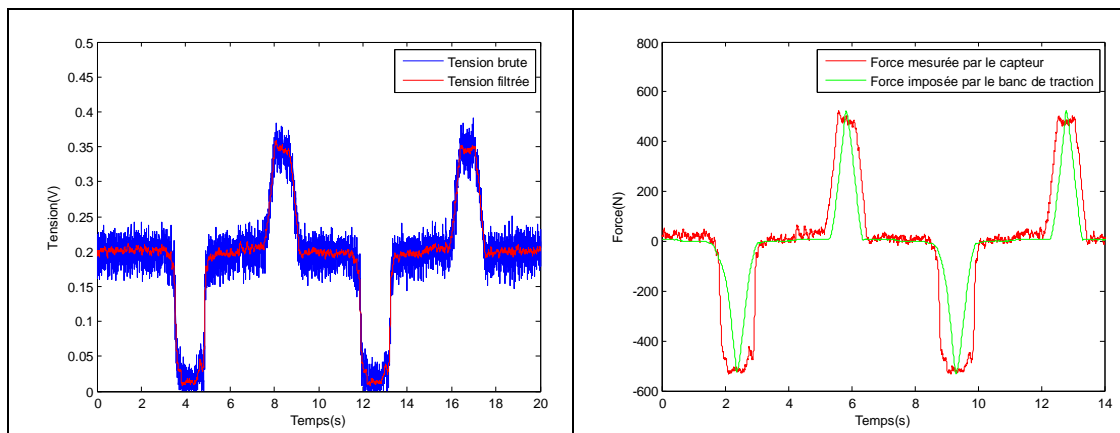


Figure 138 : Résultats de l'étendue de mesure maximale

E. Prise en compte de la composante thermique

La prise en compte de la température est un facteur environnemental important très influant sur la qualité de la mesure de la force. Afin d'analyser ce phénomène, une analyse de spectre à différentes température est menée afin de calculer la dérive en température du transducteur. La compensation en température s'effectue au niveau de la commande en adaptant la fréquence d'excitation du système en fonction de la température ambiante. Ce test a donc pour but de calibrer la commande en fonction de la température auquel est soumis le capteur.

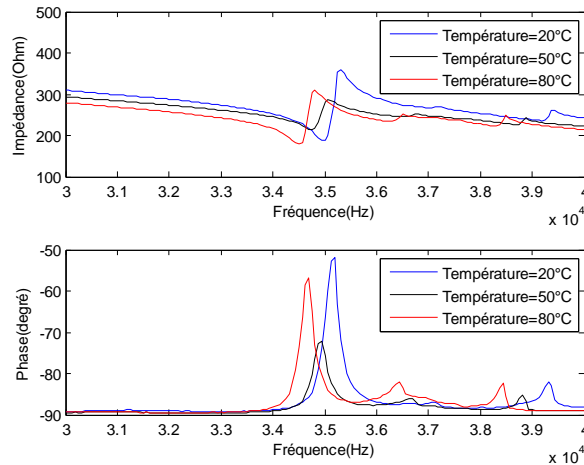


Figure 139 : Spectres du capteur en fonction de la température

Les spectres se décalent bien en température comme vu dans le chapitre précédent, c'est-à-dire que lorsque la température augmente les fréquences diminuent comme montré dans la Figure 139.

Température (°C)	Fréquence (Hz)	Fréquence (Hz)
20	35190	43560
50	34940	43440
80	34690	43000

Tableau 32 : Evolution des fréquences des phases maximales en fonction de la température

Le Tableau 32 note les valeurs remarquables des fréquences des phases maximales. Deux pics de phases maximales sont considérés, un autour de 35kHz et un autre autour de 43.5kHz. Le deuxième pic est nettement moins marqué et l'évolution de la fréquence de résonance en est de même. Le premier pic indique une pente régulière de $-8.3\text{Hz}.\text{°C}^{-1}$. Cette valeur est acceptable car avec une variation de température maximale de 115°C , la fréquence varie avec une amplitude inférieure à 1kHz ce qui est largement compensé par l'électronique d'alimentation.

F. Sectorisation

Afin de satisfaire la redondance exigée par le cahier des charges, une sectorisation des céramiques est mise en place. Cette étape est délicate au niveau de l'assemblage car elle exige que toutes les céramiques et toutes les électrodes soient alignées.

La sectorisation permet de câbler trois phases indépendantes, reliées à trois alimentations indépendantes, ce qui assure donc la redondance de la mesure de force. Les phases sont codées par la couleur des câbles, il s'agit de la phase bleue, de la phase rouge et de la phase jaune. Les impédances à vides sont données dans la Figure 140.

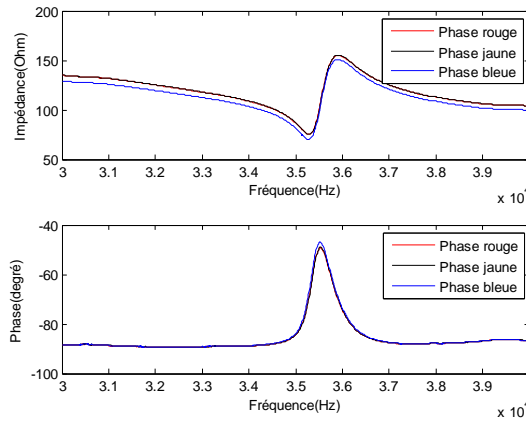


Figure 140 : Test d'impédance de la sectorisation des céramiques

Au niveau de la phase de l'impédance, les trois phases sont globalement les mêmes. Il n'en est pas de même pour la mesure du module où la phase bleue est différente de la jaune et de la rouge. Cette erreur n'a pas lieu d'être théoriquement mais existe en pratique car il est impossible d'avoir la même chose pour toutes les phases.

La différence d'impédance loin de la résonance (à 34kHz) est de 5% ($Z_b=103.5\Omega$ et $Z_r=109\Omega$). La différence entre les phases peut entraîner une erreur de mesure du même ordre même si la double transformation électro-mécano-électrique devrait atténuer ces différences. Au niveau des fréquences de résonance, la différence est minime (10Hz pour la fréquence de résonance et d'anti-résonance) ce qui équivaut à une erreur de 0.2%. L'étendue de mesure est donc conservée.

La sectorisation reste donc possible afin d'assurer la redondance des mesures. Même si certaines erreurs peuvent apparaître, elles demeurent bien faibles au regard des autres erreurs telle que la linéarité. En revanche, la conséquence de la sectorisation est la diminution de la partie vibratoire ce qui se traduit par une diminution du facteur de qualité. Conformément à l'analyse effectuée au chapitre IV, il faudrait reconsidérer le volume de partie active afin d'avoir une tension au secondaire suffisante.

IV. Evaluation des erreurs

A. Erreur de linéarité et d'hystérésis

Le premier test consiste à vérifier les erreurs de linéarité et d'hystérésis sur un test de référence basé directement sur le cahier des charges. Ce test est montré dans la. Il s'agit d'un test sur une plage de variation de -150N à 150N. La dynamique du teste est plutôt rapide avec une vitesse de sollicitation de 10 mm.min^{-1} .

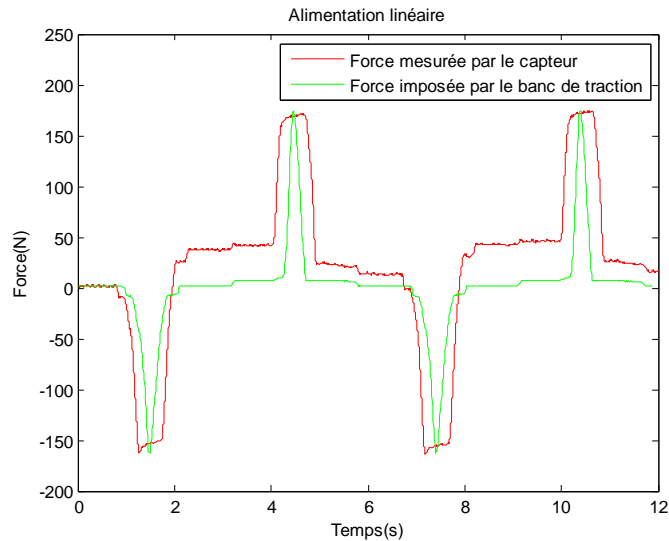


Figure 141 : Sollicitation du capteur sur une plage de -150N à +150N pour une dynamique rapide

Le diagramme force-tension de cet essai est montré dans la Figure 142. Aucune droite de linéarisation n'est possible pour cet essai car aucune droite ne permet d'approximer le nuage de points.

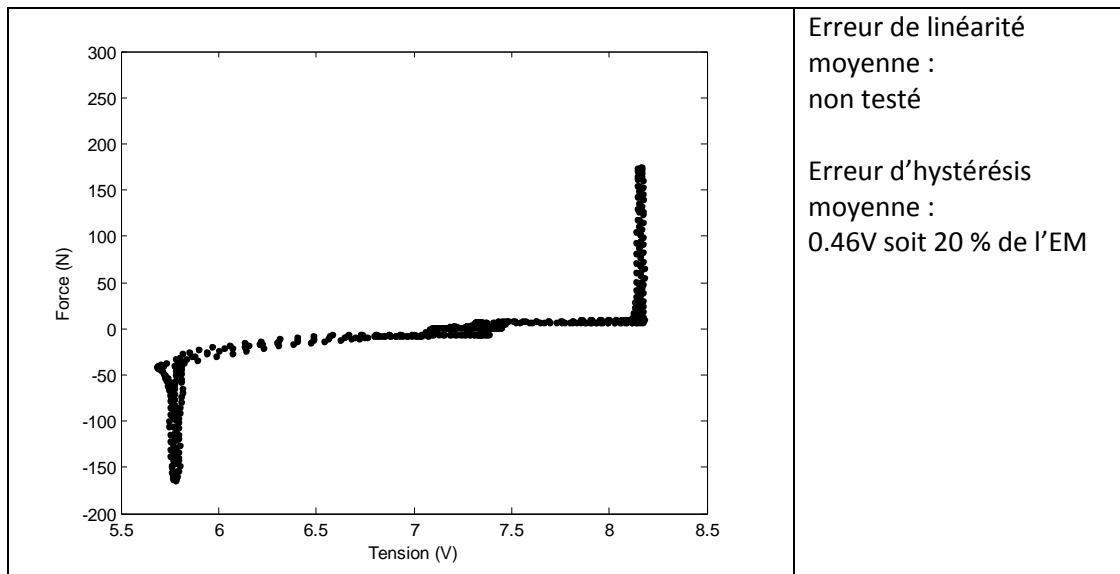


Figure 142 : Diagramme force-tension pour une dynamique rapide

L'erreur d'hystérésis est importante car le banc de traction n'est pas adapté à des mesures dynamiques. Afin d'effectuer des mesures précises, la vitesse de déplacement est fixée à 1 mm.min^{-1} . Le test suivant est donc maintenant un test quasi-statique ou à dynamique lente. Il est présenté dans la Figure 143.

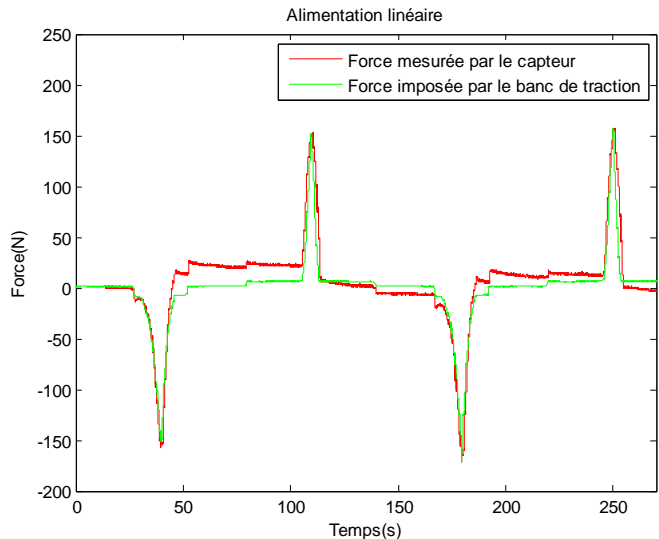


Figure 143 : Sollicitation du capteur sur une plage de -150N à +150N pour une dynamique lente

Deux types de courbes de linéarisation peuvent être adoptés. La première approximation est une simple courbe linéaire. La deuxième approximation est une courbe polynomiale d'ordre trois qui permet de mieux approximer les extrémités du nuage de points. Les expressions des deux courbes de linéarisations sont données dans les équations (91) et (92).

Courbe linéaire : $Force(N) = 100.12 \, Tension(V) - 721.83$ (91)

Courbe polynomiale : $Force(N)$
 $= 30.84 * Tension(V)^3 - 637.33 * Tension(V)^2$ (92)
 $+ 4462.1 * Tension(V) - 10601$

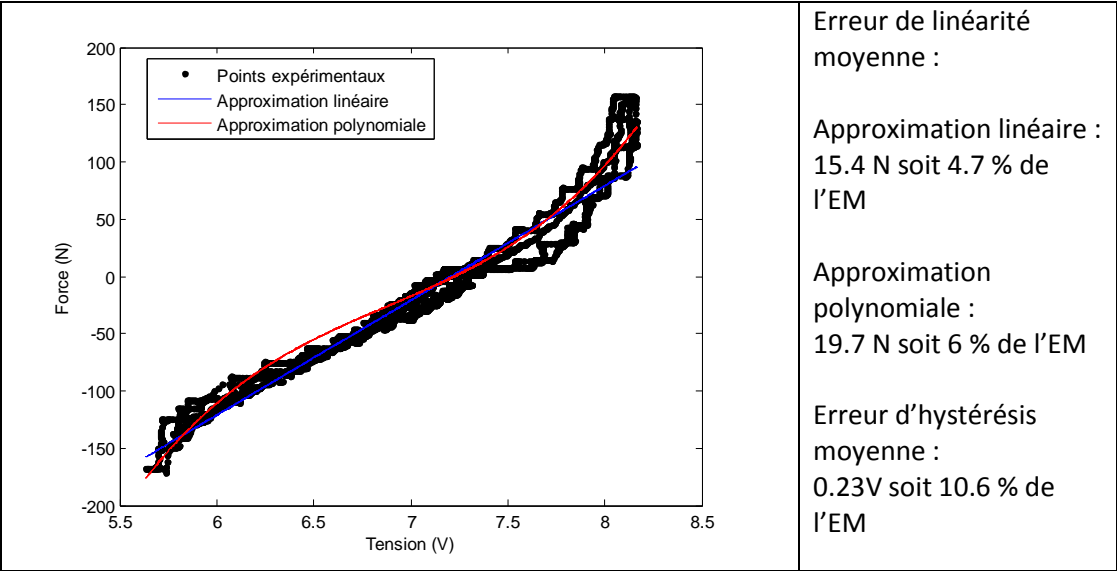


Figure 144 : Diagramme force-tension pour une dynamique lente

Le haut niveau d'erreur en hystérésis se situe autour du zéro, qui n'est pas bien localisé. En effet, le transducteur passe d'une sollicitation en traction à une compression et réciproquement. Ce type de changement de sollicitation entraîne un grand nombre d'erreurs dues au transducteur mais aussi aux raideurs de contact entre tous les éléments constitutifs. De plus, une relation linéaire n'est pas adaptée pour décrire un comportement global car le diagramme force-tension n'est pas identique pour un comportement en traction et un comportement en compression.

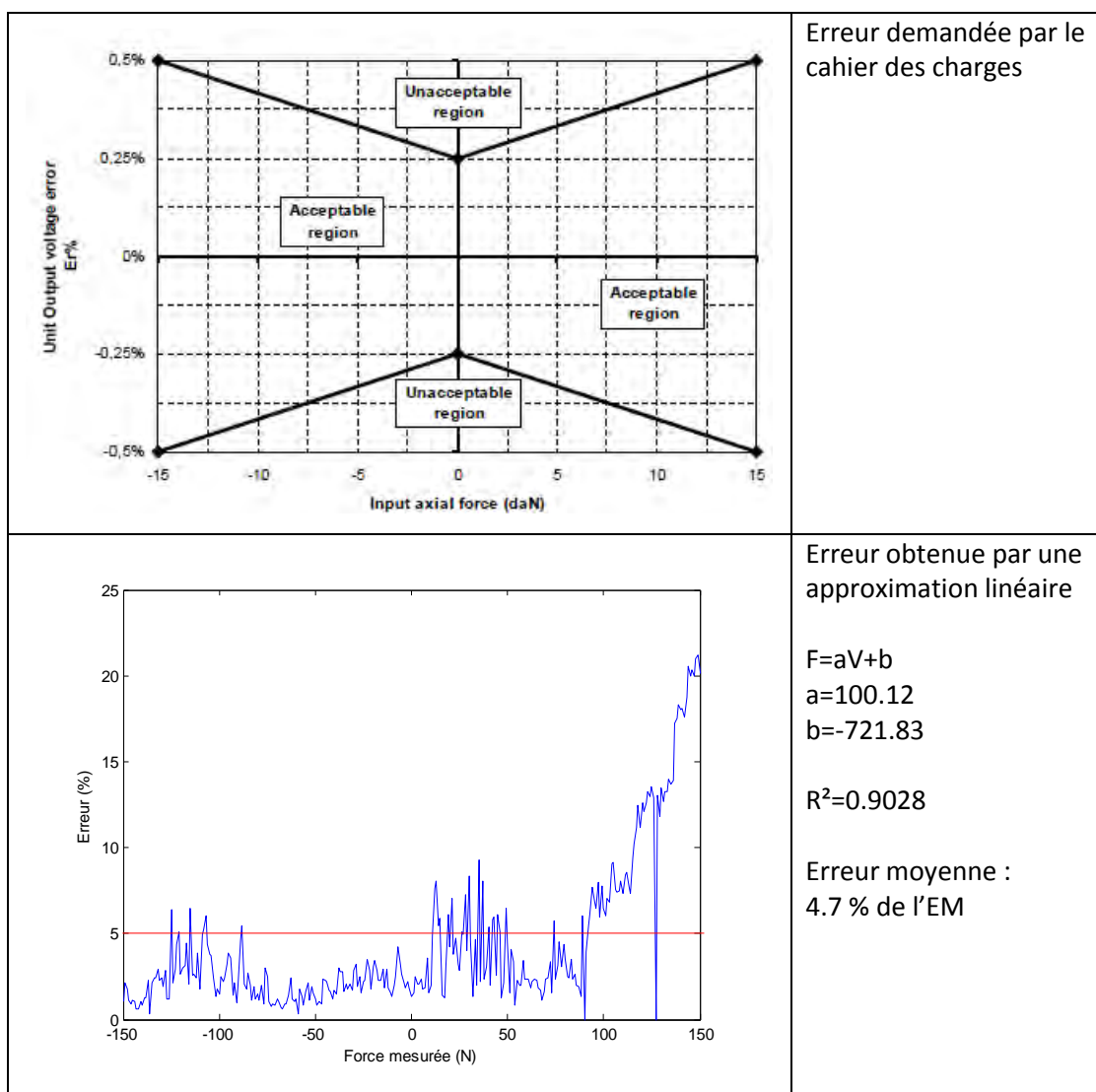
B. Respect du gabarit en tension

Le programme Matlab de calcul d'erreur permet aussi de tracer l'erreur commise en fonction de la force appliquée. L'erreur en sortie du capteur est définie par un diagramme présenté dans la Figure 145 (a). Cette erreur est explicitée dans la formule(93) où les grandeurs sont précisées dans le Tableau 33.

$$Er_{\%} = 100 \frac{V_{out} - V_{out_théorique}}{V_{FS}} \quad (93)$$

Symbole	Unité	Légende
V_{out}	V	Tension mesurée
$V_{out_théorique}$	V	Tension théorique
V_{FS}	V	Amplitude maximale de tension (5V à priori)

Tableau 33 : Grandeurs utilisées pour définir l'erreur statique



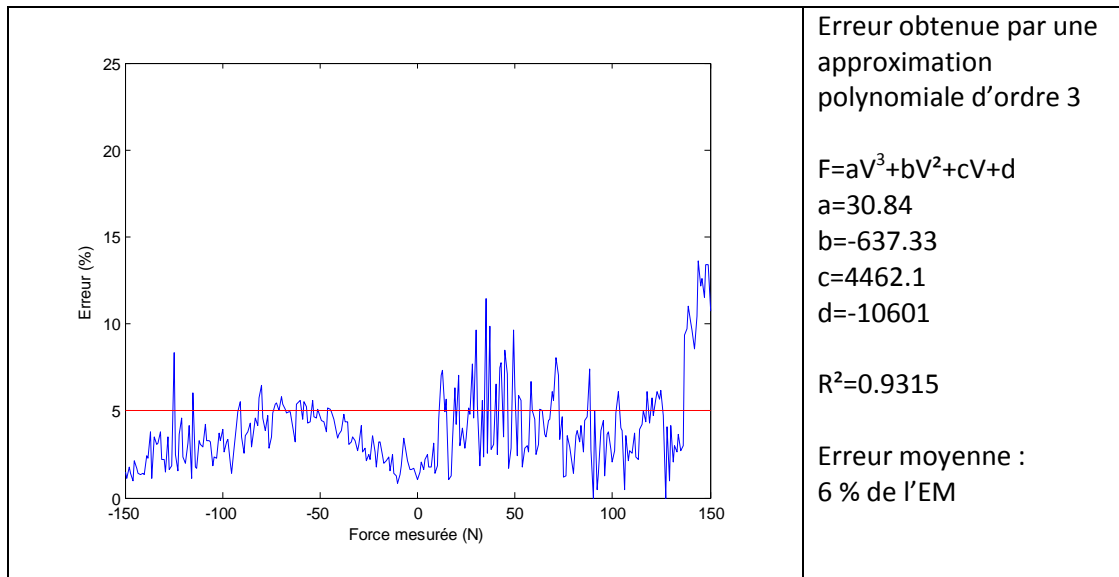


Figure 145 : (a) Erreur théorique maximale au niveau de la sortie du capteur (cahier des charges), (b) Erreurs obtenues avec le capteur actuel en fonction de la force appliquée avec une approximation linéaire, (c) Erreurs obtenues avec le capteur actuel en fonction de la force appliquée avec une approximation polynomiale d'ordre 3

Les courbes d'erreurs obtenues dans la Figure 145 (b) et (c) confirment les erreurs vues précédemment à savoir une erreur plus importante au niveau de la partie en traction due à une diminution de la précision en traction (aplatissement de la courbe $F(V)$). Sinon, l'erreur est faible et se situe autour de 5% d'erreur.

V. Conclusion

La réalisation d'un prototype à vocation industrielle a permis de montrer la possibilité théorique et pratique de la réalisation d'un capteur piézoélectrique de force à base de technologie dite à mode interne.

Cette structure a été conçue en vue de répondre à une application déjà existante où le capteur nouvellement développé, vient en lieu et place d'un capteur à jauges de contrainte. Les différentes contraintes environnementales peuvent être surmontées, en particulier, la contrainte de redondance assurée par la sectorisation des céramiques. Cette sectorisation permet de garder des modes de vibration comparables pour toutes les entrées du calculateur. Ainsi cette solution est adaptée à une production industrielle avec une difficulté concernant le positionnement des électrodes.

La vérification du mode excité est effectuée grâce à un vibromètre laser donnant la vitesse de déplacement d'un point matériel. Un mode longitudinal d'ordre trois est utilisé, afin de confiner l'onde mécanique.

Les tests statiques et dynamiques affichent des erreurs linéaires de l'ordre de 5% à 10%, ce qui démontre la possibilité de mesurer une force grâce à une technologie électromécanique. Ces erreurs sont principalement dues à la corrélation linéaire entre la force et la tension de l'électrode de contrôle. Néanmoins, ce capteur possède peu d'erreurs d'hystérésis (2%) et bénéficie d'une bonne reproductivité.

Conclusion générale

En termes de capteur d'effort, le capteur piézo-résonant répond à la problématique centrale de la thèse à savoir la forte raideur recherchée par Ratier-Figeac. Le problème de cette technologie vient principalement de la bande passante où une force continue ne peut être acquise simplement en raison de la relaxation temporelle de la céramique.

Afin de contourner cette contrainte, la mesurande choisie n'est pas la tension aux bornes de la céramique mais bien la fréquence de résonance de la structure représentant l'état de stress et donc la force appliquée. Cette technique de mesure a été relevée un certain nombre de fois au travers de la bibliographie au sein de la technologie d'ondes acoustiques (SAW). Néanmoins, cette dernière ne traite pas de la traction, c'est donc l'objet de cette thèse avec la mise en place d'un capteur apte à répondre à ce point particulier.

La fréquence de résonance dépendant de la structure du résonateur, deux types de résonateurs ont été développés. Le premier résonateur est le résonateur de base, il s'agit du transducteur de Langevin où un pack de céramiques piézoélectriques est inséré entre des contremasses principalement responsables de la valeur de la fréquence de résonance. La seconde structure de résonateur est une structure dite à mode interne. Il s'agit d'un résonateur de Langevin double mis en opposition où la partie vibrante est isolée du reste de la structure. Bien que cette structure soit plus compliquée à mettre en œuvre, elle permet de mieux maîtriser les conditions aux limites du transducteur qui sont essentielles pour cette application. Des deux structures, c'est la structure à mode interne qui répond le mieux à l'application visée en termes de pureté spectrale, chose essentielle pour la pureté de mesure. Le transducteur à mode interne a été soumis à différents tests environnementaux puis intégré dans son environnement de travail afin de déterminer ses performances.

Le premier chapitre débute sur la présentation du problème, à savoir la mise en place de nouvelles commandes de vol électriques sur les avions. La suite du chapitre s'attarde sur les différentes technologies capables de capter une force. Les jauges de contraintes qui sont les principales technologies pourvoyeuses de solutions pour capteur de force sont présentées en premier. Ensuite, les solutions électro-actives à savoir la technologie piézoélectrique puis la technologie magnétostrictive sont présentées. La dernière technologie à être présentée est la technologie à onde acoustique de surface (SAW). La dernière partie du chapitre est un comparatif de ces technologies. Finalement le choix se porte sur la solution piézoélectrique utilisant des éléments de la technologie à impédance acoustique.

Le deuxième chapitre traite de la mesure par impédance acoustique. Il commence par présenter les différentes applications utilisant cette technologie et conclut sur la possibilité de l'utiliser pour réaliser un capteur de force. Dans la suite du chapitre, les éléments de mathématique essentiels à la résolution de problèmes de ce type sont étudiés avec notamment la modélisation de Mason. A la fin du chapitre, deux structures de transducteurs sont envisagées, le transducteur de Langevin et le transducteur à mode interne. Ces deux structures diffèrent par l'application des conditions aux limites.

Le troisième chapitre concerne un premier volet expérimental qui s'attache tout d'abord à présenter le banc de test ainsi que les problèmes d'ordre expérimental qui sont occasionnés. La mise en place de pièces de raccord crée un premier obstacle en perturbant le spectre fréquentiel. Ensuite, les deux transducteurs sont testés en appliquant une force statique sur le banc de traction. Un décalage en fréquence des spectres des deux transducteurs permet de remonter à la force appliquée. Le chapitre traite le problème de la commande entre une boucle fermée où la fréquence de fonctionnement est asservie à la fréquence de résonance et une commande en boucle ouverte où la fréquence de fonctionnement est fixe. La commande en boucle ouverte est plus adaptée à l'application visée car la variation de fréquence de résonance est relativement faible pour une commande en boucle fermée. Ce chapitre s'achève sur le transducteur à mode interne comme choix de structure définitive.

Le quatrième chapitre traite la structure à mode interne sous diverses sollicitations environnementales. La première étape consiste à pouvoir caractériser ces essais, c'est pourquoi les différents types d'erreurs que sont l'erreur de linéarité et l'erreur d'hystérésis sont présentés et mesurés. Aussi, une comparaison des différents assemblages a permis de déterminer les influences du facteur de qualité et du facteur de couplage affectant la fonction capteur. Ces sollicitations environnementales peuvent être maîtrisées, ce sont les sollicitations comme la variation de tension ou de fréquence d'alimentation ou elles peuvent être subies, telles que la température ou une application dynamique de force. Les influences de tous ces paramètres ont été abordées, la température peut être mesurée et compensée à l'aide d'un thermocouple. Une force de haute dynamique (10Hz) est aussi bien enregistrée par le capteur. Une alimentation à découpage augmente le bruit de mesure ce qui diminue nettement la précision du capteur. Un essai comparatif avec une alimentation linéaire a pu le démontrer.

Le cinquième chapitre présente la structure à mode interne insérée dans l'environnement aéronautique. Les éléments ajoutés concernent le problème de la redondance soit par la multiplication des packs de céramiques ou bien par la sectorisation des céramiques. La technique par sectorisation a été choisie en raison de la faible perturbation structurelle apportée par cette technique comparativement à la multiplication des packs de céramiques. Sachant que la structure est plus complexe que la structure initiale, un test par vibrométrie laser permet de valider le mode excité, calculé sous Ansys. Les tests statiques, dynamiques et environnementaux sont présentés dans la partie finale qui se finit sur l'évaluation des erreurs de l'ensemble final. Les résultats montrent des erreurs de l'ordre de 5% sauf à partir d'une force de 100N où la dissymétrie traction-compression devient importante pour une approximation mathématique simple.

Finalement, ce travail a permis de dégager une solution à base de matériaux piézoélectriques, apte à capter une mesure statique. Il a aussi permis de développer des outils analytiques et numériques permettant d'exploiter cette technologie. Les mesures expérimentales ont dégagé un protocole de test puis un protocole de traitement numérique permettant de traiter les données et de déterminer les erreurs. La thèse a montré la possibilité d'implanter cette application dans le domaine aéronautique.

Les perspectives de ce travail concernent la réalisation d'une alimentation linéaire dédiée, l'alimentation linéaire utilisée étant une alimentation de laboratoire. Les propriétés de cette alimentation concernent la bande de fréquence relativement limitée de ce type de transducteur. Le signal délivré doit être propre afin d'assurer une bonne précision de la mesure.

L'acquisition de la mesure peut aussi être l'objet de perspectives. C'est en effet la partie qui limite la précision de la mesure. Un traitement numérique plus rapide et plus précis permettrait d'accroître grandement la mesure.

Un autre point abordé lors de cette thèse est l'exploitation de la zone interne dont les paramètres dépendent seulement des propriétés du mode excité (facteur de couplage pour l'étendue de mesure et facteur de qualité pour la résolution). Ce point peut être très intéressant dans la mesure où ces deux qualités sont des valeurs intrinsèques de la mesure.

Finalement, le problème de la température a été abordé mais non résolu en raison des nombreuses contraintes qui accompagnent cette problématique. Une solution par précontrainte variable fonction de la température, donc d'auto-compensation est actuellement à l'étude. Cette solution est montrée dans la Figure 146.

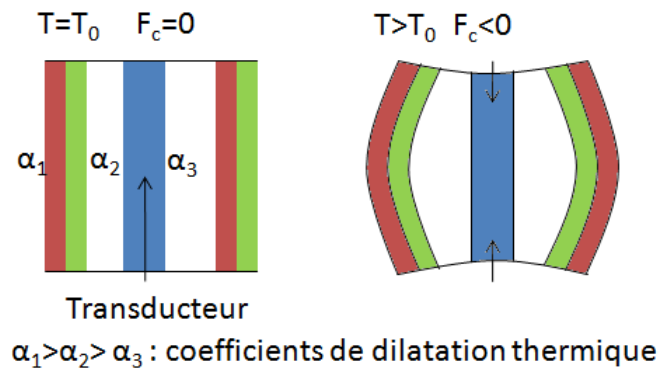


Figure 146 : Principe d'une structure compensée en température

Bibliographie

- [1] <http://www.eurtd.com/moet/>
- [2] D. Briere, P. Traverse, "AIRBUS A320/A330/A340 Electrical Flight Controls - A Family of Fault-Tolerant Systems", Proc. 23th International Symposium on Fault-Tolerant Computing (FTCS-23), pp. 616-623, 1993
- [3] GAMAC (groupement pour l'avancement des méthodes d'analyse des contraintes, association 1901), Capteurs de force, les techniques de l'ingénieur, pp. 11-15, 1992
- [4] J.-L. Le Goer, J. Avril, Capteurs à jauge extensométrique, Techniques de l'ingénieur, pp. 01, 2000
- [5] W. Thomson, Papers on Electrostatics and Magnetism, ed. MacMillan, 1872
- [6] E. Simmons, A. Ruge, Electrical weighing , Proceedings of the Institute of Electrical Engineers 97, part 1, pp. 88-111, 1950
- [7] M. H. Hussein and G. G. Goble, a brief history of the application of stress-wave theory to piles, 2004
- [8] C. LaVar, Jauges de contrainte, magazine mesures, mai 2000
- [9] M. Olszacki, Modelling and optimization of piezoresistive pressure sensors, these, pp. 38, 2009
- [10] S. Hunter Christie, "The Bakerian Lecture: Experimental Determination of the Laws of Magneto-electric Induction in different masses of the same metal, and its intensity in different metals.", Philosophical Transactions of the Royal Society of London, vol. 123, 1833, pp. 95-142.
- [11] C. Wheatstone, "The Bakerian Lecture: An Account of Several New Instruments and Processes for Determining the Constants of a Voltaic Circuit", Philosophical Transactions of the Royal Society of London, vol. 133, 1843, pp. 303-327.
- [12] M.-P. Vivarat-Perrin, Capteur de pesage, magazine mesure, mars 2008
- [13] J. et P. Curie, Développement par pression de l'électricité polaire dans les cristaux hémihédres à faces inclinées, Œuvres de Pierre Curie, ed. Gauthier-Villars, pp. 6–9, 1908
- [14] Physik Instrumente, Piezoelectric ceramic products, <http://www.piceramic.com>, 2009
- [15] C. Million, Contribution à l'étude de procédés de réalisation de structures métal / PZT / métal sur silicium pour microsystèmes piézoélectriques, chapitre 1, thèse, 2003
- [16] O. Kursua, A. Kruusingb, M. Pudasb, T. Rahkonen, Piezoelectric bimorph charge mode force sensor Timo Rahkonena, article science direct, 2009
- [17] F. Thielemans, E. Filippi, Modelling of annular piezoelectric motors, article, 2004
- [18] L. Gros, Modélisation, conception et caractérisation de pots vibrants magnétostrictif – Application au contrôle actif des vibrations, thèse, 1999

- [19]B.D. Cullity, Introduction to magnetic materials, Addison-Wesley publishing company, 1972
- [20]B. Carlin, Les ultrasons, pp. 222, 1953
- [21]C. Kittel, Solid state physics, 1996
- [22]M. Brissaud, Matériaux piézoélectriques: caractérisation, modélisation et vibration, annexe 5, 2007
- [23]J. P. Joule, Phil. Magazine, pp. 30, 1847
- [24]E. Villari (1865). Change of magnetization by tension and by electric current, Annalen der Physik und Chemie, pp. 128, 1865
- [25]R. Abbundi et A.E. Clark, Anomalous thermal expansion and magnetostriction of single crystal Tb_{0.27}Dy_{0.73}Fe₂, IEEE Transactions on Magnetics, pp. 1519–1520, 1977
- [26]E. du Trémolet de Lacheisserie, Magnétisme : II - Matériaux et applications. Presses Universitaires de Grenoble, 1999
- [27]P. Hartemann, Effets et matériaux magnétostrictifs, Techniques de l'ingénieur, pp. 12, 1999
- [28]S.M. Meeks et R.W. Timme .Rare earth iron magnetostrictive underwater sound transducer, Journal of the Acoustical Society of America, pp. 1158–1164, 1977
- [29]L. Kiesewetter, Terfenol in linear motors, Proceedings of the 2nd International Conference on Giant Magnetostrictive Alloys, 1988
- [30]J.M. Vranish, D.P. Naik, J.B. Restorff, et J.P. Teter, Magnetostrictive direct drive rotary motor development, IEEE Transactions on Magnetics, pp. 5355–5357, 1991
- [31]<http://www.etrema-usa.com/products/audio/soundbug.cfm>
- [32]<http://www.cedrat.com/en/technologies/sensors.html>
- [33]M. Pasquale, Mechanical sensors and actuators, Sensors and Actuators pp. 142–148, 2003
- [34]N. Lhermet, Capteur électromagnétique d'effort et ses applications : Contrôle des haubans de ponts et des câbles de béton précontraint, 1997
- [35]Etrema product, Datasheet TerfénoI-D, 2000
- [36]USGS Minerals, Rare earths, 2011
- [37]National Geographic France, pp.74, juin 2011
- [38]B. Nogarède, Electrodynamique appliquée : fondements et principes physiques de l'électrotechnique, Dunod, Paris, 2005
- [39]J-C Godefroy, Pression rapidement variable, Techniques de l'ingénieur, 2000
- [40]J.W.S Rayleigh., Proc London Math Soc, Vol.17 pp. 4-11, 1885
- [41]M.F. Lewis, Surface Skimming Bulk Waves, SSBW, Proc. IEEE Ultrasonics Symp., pp. 744-752, 1977
- [42]H. Engan, K.A. Ingebrigtsen and A. Toning, Elastic surface waves in quartz : observation of leaky surface waves, Appl. Phys. Lett., Vol. 10, pp. 311-313, 1967

- [43]M. F. Lewis, "Surface Acoustic Wave Devices and Applications, Oscillators - The Next Successful Surface Acoustic Wave Device?", Ultrasonics, pp. 115-124, 1974
- [44]T. M. Reeder, D. E. Cullen and M. Gilden, Saw oscillator pressure sensors, Ultrasonics Symposium Proceedings, IEEE, pp.264-268, 1975
- [45]R.M. White and F.W. Voltmer, Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves, Appl. Phys. Lett., Vol. 7, pp. 314-316, 1965
- [46]A. Pohl, G. Ostermayer, L. Reindl, F. Seifert, Monitoring the Tire Pressure at Cars Using Passive SAW sensors, IEEE ultrasonics symposium, 1997
- [47]S. Tourette, L. Chommeloux, J.F. Le Guen, J.M. Friedt, P. Ménage, G. Collin, R. Staraj, D. Hermelin, S. Ballandras, C. Luxey, P. Le Thuc, Capteur SAW implantable dédié à la télémessure de la température et de la pression artérielle : le projet ANR-TECSAN, article Elsevier, 2010
- [48]A. Lonsdale and B. Lonsdale, Method and apparatus for measuring strain, U.S. Patent no. 5585571, 1996
- [49]<http://www.senseor.com/>
- [50]R. Hauser, L. Reindl, J. Biniash, High-Temperature Stability of LiNbO₃ Based SAW Devices, Strain Effects in SAW Devices, Proc. IEEE Ultrasonics Symp., pp.192-195, 2003
- [51]R. Fachberger, E. Riha, E. Born, P. Pongratz, Homogeneity of Langasite and Langatate wafers for acoustic wave applications, Proc. IEEE Ultrasonics Symp., pp. 100-109, 2003
- [52]G. Fischerauer, F. L. Dickert, R. Sikorski, Telemetric surface acoustic wave chemical sensor, IEEE International frequency control symposium, 1998
- [53]W.-E. Bulst, G. Fischerauer, L. Reindl, State of the Art in Wireless Sensing with Surface Acoustic Waves , IEEE transactions on industrial electronics, vol. 48, no. 2, April 2001
- [54]C. Goyhenex, Conception et réalisation d'un capteur résonant piézoélectrique pour le mesure de force statique, thèse, 1998
- [55]S.Bah, Effect of compressive stress on a composite resonator based on PVF₂, article IEEE, 1992
- [56]D. Roche, Conception et réalisation d'un capteur piézoélectrique de cisaillement, thèse, 1995
- [57]V. Giurgiutiu, A. Reynolds, C. A. Rogers, Details of the electro-mechanical (E/M) impedance health monitoring of spot-welded structural joints, article SPIE, 1999
- [58]C. K. Soh, S. Bhalla, Calibration of piezo-impedance transducers for strength prediction and damage assessment of concrete, institute of physics publishing, 2005
- [59]Y. Yang, Y. Hu, Electromechanical impedance modeling of PZT transducers for health monitoring of cylindrical shell structures, smart materials and structures, 2008
- [60]V. Giurgiutiu, H. Friedman, J. Bender, T. Borg, M. J. Yost, W. Newcomb, A. Black, J. Bost, C. D. Stewart, Electromechanical Impedance Sensor for In Vivo Monitoring the Body Reaction to Implants, Journal of Investigative Surgery, 2004
- [61]L. Sienkiewicz, Utilisation de bimorphe piézoélectrique pour caractériser la peau, rapport de stage, 2012

- [62]C. Viguié, C. Nadal, J.-F. Rouchon, Solid State Phenomena Vols. 147-149 : Feasibility investigation of a static force measurement with longitudinal piezoelectric resonant sensor, pp. 876-881, 2009
- [63]N. Aurelle, D. Guyomar, C. Richard, P. Gonnard, L. Eyraud, « Nonlinear behavior of an ultrasonic transducer », Laboratoire Génie Electrique et Ferroélectricité, INSA Lyon, Ultrasonics 34 pp. 187-191, 1996
- [64]M.F. Ashby, D.R.H. Jones, Matériaux : Propriétés et applications, Dunod, 1996
- [65]R. S. Lakes, Negative Poisson's ratio materials, Science n°238 pp. 551, 1987
- [66]W. P. Mason, Physical acoustics principles and methods, London: Academic Press, 1964
- [67]L. Eyraud, M. Brissaud, Le transducteur piézoélectrique, cours INSA Lyon, 1984
- [68]ANSI/IEEE Standard on Piezoelectricity, 1996
- [69]The piezoelectric vibrator: definitions and methods of measurements, IRE Standards on Piezoelectric crystals 57 IRE 14.S1, 1957
- [70]L. Ngalamou, N. Noury, E. Chamberod, P. Beneth, Analysis of the sensitivity and the temperature influence of a static force sensor based on a PVDF resonator, sensors and actuator n°57, pp173-177, 1996
- [71]I. Koné, F. Domingue, A. Reinhardt, F. Casset, M. Aïd, J.-F. C, L. Buchaillot, B. Dubus, Résonateur à onde acoustique guidées sur miroir de Bragg pour communications radiofréquences, 10^{ème} Congrès Français d'Acoustique, 2010
- [72]A. Locco, H.G. Limberger, R.P. Salathe, Tension and compression tuned Bragg grating filter, ECOC, 1998
- [73]G. Rebmann, Résonateur Optique, Pérot-Fabry, Lasers, Chapitre 4, cours d'optique ondulatoire, pp. 3, 2006
- [74]<http://www.dspace.com/fr/fra/home.cfm>
- [75]<http://www.enseeiht.fr/fr/l-inp-enseeiht/departements-de-formation/genie-electrique-et-automatique/novatem.html>
- [76]C. Lalanne, Mechanical Vibration and Shock, 2nd Edition, ISTE-Wiley, 2009
- [77]D. Samah, Analyse par impédance électromécanique du comportement de transducteurs piézoélectriques ultrasonores en milieu cavitant, thèse, pp. 112, 2012
- [78]Y. Parmantier, F. Kratz, Capteurs, Définitions, principes de détection, article Techniques de l'Ingénieur, 2009
- [79]W. Szlabowicz, Contribution au dimensionnement et à la réalisation d'actionneur piézoélectrique à rotation de mode fort couple pour applications aéronautiques, thèse, pp. 136, 2006
- [80]S. Tashiro, M. Ikehiro, H. Igarashi, Influence of temperature rise and vibration level on electromechanical properties of high-power piezoelectric ceramics, Japon. J. Appl. Phys., Part. 1, Vol. 36, n°5B, pp. 3004-3009, 1997
- [81]M.F. Ashby, D.R.H. Jones, Matériaux : Propriétés et applications, Dunod, 1996

- [82]M. Maglione, Techniques de l'ingénieur, Matériaux diélectriques, 2010
- [83]http://www.engineeringtoolbox.com/young-modulus-d_773.html
- [84]C. Michel, Etude des comportements thermomécaniques et à l'oxydation de réfractaires à base de SiC et à liaison nitrurée employés dans les Unités de Valorisation Energétique d'Ordures Ménagères (U.V.E.O.M.), thèse, pp. 109, 2011
- [85]L. Ngalamou, N. Noury, E. Chamberod, P. Beneth, Analysis of the sensitivity and the temperature influence of a static force sensor based on a PVDF resonator, sensors and actuator n°57, pp. 173-177, 1996
- [86]J. Yong, J.-F. Rouchon, Resonant piezoelectric force sensor using two bending differential modes, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp. 1307-1312, 2011
- [87]C. Viguier, J.-F. Rouchon, B. Nogarède, Rapport GASVT final : rapport industriel, 2010

Annexes

I. Annexe 1 : Calcul des formes d'ondes en fonction des conditions aux limites

Cette annexe fournit le calcul des équations d'ondes en fonction des conditions aux limites. Pour rappel l'équation des ondes est découpée en une fonction spatiale f et une fonction temporelle g montrée dans l'équation (2), dont les expressions sont données dans (25) et rappelées dans l'expression (95).

$$u(x, t) = f(x)g(t) \quad (94)$$

$$\begin{cases} f(x) = F_1 \cos(kx) + F_2 \sin(kx) \\ g(t) = G_1 \cos(ckt) + G_2 \sin(ckt) \end{cases} \quad (95)$$

A. Condition bloquée-bloquée

Les deux extrémités sont bloquées ce qui équivaut à dire :

$$u(0, t) = u(l, t) = 0$$

$$f(0) = f(l) = 0$$

$$\text{En } x = 0, f(0) = F_1 = 0$$

$$f(x) = F_2 \sin(kx)$$

$$\text{En } x = l, f(l) = F_2 \sin(kl) = 0$$

$F_2 = 0$ n'a pas d'intérêt car cela suppose qu'il n'y a pas de mouvement.

$$kl = 0 + m\pi \text{ avec } m \in \mathbb{Z}$$

Or $\omega = kc$ et $\omega = 2\pi f$ (fréquence)

$$f_m = \frac{cm}{2l} \text{ avec } m \in \mathbb{N} \quad (96)$$

$$f(x) = F_2 \sin\left(\frac{\pi m}{l} x\right) \text{ avec } m \in \mathbb{N}$$

L'expression de l'onde au rang m est :

$$u_m(x, t) = F_2 \sin\left(\frac{\pi m}{l} x\right) \left[G_1 \cos\left(\frac{\pi cm}{l} t\right) + G_2 \sin\left(\frac{\pi cm}{l} t\right) \right] ; m \in \mathbb{N} \quad (97)$$

L'équation de d'Alembert étant linéaire, les ondes créées dans le transducteur sont une combinaison des différentes harmoniques. L'onde totale a donc pour expression :

$$u(x, t) = \sum_m \sin\left(\frac{\pi m}{l} x\right) \left[a_m \cos\left(\frac{\pi cm}{l} t\right) + b_m \sin\left(\frac{\pi cm}{l} t\right) \right] ; m \in \mathbb{N} \quad (98)$$

B. Condition libre-bloquée

Seule une extrémité est bloquée. L'autre extrémité est libre, ce qui signifie que la force appliquée est nulle en ce point.

$$\text{En } x = 0, f(0) = F_1 = 0$$

$$f(x) = F_2 \sin(kx)$$

La force est liée au déplacement grâce à au module d'élasticité :

$$F(x) = \Sigma E \left(\frac{\partial u(x, t)}{\partial x} \right) = \Sigma E g(t) \frac{df(x)}{dx}$$

$$\frac{df(x)}{dx} = F_2 k \cos(kx)$$

A l'abscisse $x = l$:

$$\frac{df(l)}{dx} = 0 = F_2 k \cos(kl)$$

$$kl = \frac{\pi}{2} + m\pi \text{ avec } m \in \mathbb{Z}$$

$$f_m = \frac{c(1 + 2m)}{4l} \text{ avec } m \in \mathbb{N} \quad (99)$$

$$f(x) = F_2 \sin\left(\frac{\pi(1 + 2m)}{2l}x\right) \text{ avec } m \in \mathbb{N}$$

L'expression de l'onde au rang m est :

$$u_m(x, t) = F_2 \sin(2\pi f_m x) [G_1 \cos(2\pi f_m ct) + G_2 \sin(2\pi f_m ct)]; m \in \mathbb{N} \quad (100)$$

$$u(x, t) = \sum_m \sin(2\pi f_m x) [G_1 \cos(2\pi f_m ct) + G_2 \sin(2\pi f_m ct)]; m \in \mathbb{N} \quad (101)$$

C. Condition bloquée-libre

Les deux extrémités sont libres.

$$F(x) = \Sigma E \left(\frac{\partial u(x, t)}{\partial x} \right) = \Sigma E g(t) \frac{df(x)}{dx}$$

$$\frac{df(x)}{dx} = F_1 k \sin(kx) + F_2 k \cos(kx)$$

A l'abscisse $x = 0$:

$$\frac{df(l)}{dx} = F_2 = 0$$

$$\frac{df(x)}{dx} = F_1 k \sin(kx)$$

A l'abscisse $x = l$:

$$\frac{df(l)}{dx} = F_1 k \sin(kl) = 0$$

$$kl = m\pi \text{ avec } m \in \mathbb{Z}$$

$$f_m = \frac{cm}{2l} \text{ avec } m \in \mathbb{N} \quad (102)$$

$$f(x) = F_2 \cos\left(\frac{\pi m}{l}x\right) \text{ avec } m \in \mathbb{N}$$

L'expression de l'onde au rang m est :

$$u_m(x, t) = F_2 \cos\left(\frac{\pi m}{l} x\right) \left[G_1 \cos\left(\frac{\pi c m}{l} t\right) + G_2 \sin\left(\frac{\pi c m}{l} t\right) \right] ; m \in \mathbb{N} \quad (103)$$

$$u(x, t) = \sum_m \cos\left(\frac{\pi m}{l} x\right) \left[a_m \cos\left(\frac{\pi c m}{l} t\right) + b_m \sin\left(\frac{\pi c m}{l} t\right) \right] ; m \in \mathbb{N} \quad (104)$$

D. Solution globale

Les expressions des ondes diffèrent principalement par leurs fréquences de vibrations. La fréquence de base est notée f_0 . Les fréquences de vibrations se déclinent en plusieurs multiples de la fréquence de base selon chaque condition aux limites considérées.

$$f_0 = \frac{c}{4l} \quad (105)$$

Pour des conditions aux limites symétriques (bloquée-bloquée et libre-libre) seuls les rangs pairs sont valables tandis que pour des conditions du type asymétrique (bloquée-libre) seuls les rangs impairs existent. Le Tableau 12 récapitule l'ensemble des solutions.

Bloqué-bloqué	$u(x, t) = \sum \sin\left(\frac{\omega_n}{c} x\right) [a_n \cos(\omega_n t) + b_n \sin(\omega_n t)]$ avec n pair
Bloqué-libre	$u(x, t) = \sum \sin\left(\frac{\omega_n}{c} x\right) [a_n \cos(\omega_n t) + b_n \sin(\omega_n t)]$ avec n impair
Libre-libre	$u(x, t) = \sum \cos\left(\frac{\omega_n}{c} x\right) [a_n \cos(\omega_n t) + b_n \sin(\omega_n t)]$ avec n pair

Tableau 34 : Récapitulatif des solutions en fonction des conditions initiales

II. Annexe 2 : Modélisation du modèle de Mason sous Matlab

La modélisation analytique des transducteurs s'effectue sous le programme Matlab. La présente annexe est le programme Matlab final permettant de tracer l'impédance d'un transducteur à mode interne en fonction de la fréquence.

A. Fichier de calcul de l'impédance équivalente

Ce fichier Matlab doit être créé dans le même répertoire de travail que le programme Matlab principal. C'est une fonction servant à calculer l'impédance équivalente de deux impédances câblées en parallèles.

```
%Calcul de l'impédance équivalente de deux impédances en parallèle
function [Zeq] = Z_par(Z1,Z2)
Zeq=Z1*Z2/(Z1+Z2);
end
```

B. Fichier de calcul principal

Ce fichier Matlab est le fichier principal. La description des différents blocs est mise en commentaire en vert.

```
% Fichier Matlab permettant de calculer les fréquences de résonances
% d'un transducteur à mode interne grâce au théorème de Thévenin et
% de Millman
%
% On mettra par défaut des contraintes nulles
```

```
% pour déterminer la fréquence de résonance propre en mode libre

% -----
% ! Fe ! !      ! ! +F ! ! -F ! !      ! ! -F ! ! +F ! !      ! ! Fs !
% !      ! ! CME ! ! CER1 ! ! CER2 ! ! CMC ! ! CER3 ! ! CER4 ! ! CMS ! !      !
% ! Ze ! !      ! !      ! !      ! !      ! !      ! !      ! !      ! ! Zs !
% -----

clc;          % commande permettant d'effacer l'écran
clear all;    % commande permettant d'effacer toutes les variables
Eps_0=1/(299792458^2*4*pi*1e-7); % permittivité du vide

%Paramètres des forces initiales
Fa=0;          % force à appliquer sur le capteur
Fe=-Fa/2;
Fs=-Fe;
I=1;

%Paramètres communs géométriques
di=8e-3;        % diamètre intérieur
de=25e-3;        % diamètre extérieur
A=pi*(de^2-di^2)/4; % surface de contact

% l_cme=20e-3;          % longueur d'une contremasse extrême
en bloqué-bloqué
l_cme=40e-3;          % longueur d'une contremasse extrême
en libre-libre ou reliée à une impédance de charge
l_cms=l_cme;
l_cmc=25e-3;          % longueur de la contremasse centrale
l_cer=0.5e-3;          % longueur de céramique

%Paramètres céramique piézoélectrique Morgan Matroc PC4
E_cer=112.6e9;        % module d'Young de la céramique
ro_cer=7400;          % masse volumique
Eps_r=1461;           % permittivité relative
Eps=Eps_r*Eps_0;      % permittivité électrique (Eps_r*Eps_0)
e=21.4;               % coefficient piézoélectrique

Z_cer=A*sqrt(E_cer*ro_cer); % impédance acoustique équivalente
C0=Eps*A/l_cer;          % capacité bloquée de la céramique
h=e/Eps;
N=h*C0;

% Paramètres mécaniques des contremasses
% 210 ; 203.4 ; 198.6      % différents module d'Young en fonction
de la température
E_cme=210e9;              % module d'Young de l'Acier
ro_cme=7700;              % densité de l'acier
Z_cme=A*sqrt(E_cme*ro_cme);

E_cmc=210e9;              % module d'Young de l'Acier
ro_cmc=7700;              % densité de l'acier
Z_cmc=A*sqrt(E_cmc*ro_cmc);

%Paramètres du banc
kb=5.5e6;                 % raideur du banc de traction

%Paramètres fréquentiels
```

```

fmin=4*10^4; % fréquence de test minimale
fmax=6*10^4; % fréquence de test maximale
ft=(fmin:(fmax-fmin)/100:fmax); % ft est une matrice ligne
contenant toutes les fréquences de simulation

indice=1;

for indice=1:size(ft,2);

omega=2*pi*ft(indice); % calcul de omega à partir de f pour
chaque boucle
F=e*I/(Eps*j*omega); % force exercée par une céramique
piézoélectrique

% Ze=kb/(j*omega);
Ze=0;
Zs=Ze;

% Calcul des impédances mécaniques
k_cme=omega*sqrt(ro_cme/E_cme); % k:pulsation spatiale ou nombre
d'onde
k_cmc=omega*sqrt(ro_cmc/E_cmc); % k:pulsation spatiale ou nombre
d'onde

Z_cme_ser=j*Z_cme*tan(k_cme*l_cme/2); % impédance série
contre-masse extrême
Z_cme_par=Z_cme/(j*sin(k_cme*l_cme)); % impédance parallèle
contre-masse extrême

Z_cmc_ser=j*Z_cmc*tan(k_cmc*l_cmc/2); % impédance série
contre-masse centrale
Z_cmc_par=Z_cmc/(j*sin(k_cmc*l_cmc)); % impédance parallèle
contre-masse centrale

k_cer=omega*sqrt(ro_cer/E_cer);
Z_cer_ser=j*Z_cer*tan(k_cer*l_cer/2);
Z_cer_par=Z_cer/(j*sin(k_cer*l_cer));

% On ramène les extrémités du transducteur de Langevin aux céramiques
piézoélectriques grâce au théorème de Thévenin

% Réduction partie gauche
Zg1=Z_par(Z_cme_ser+Ze,Z_cme_par)+Z_cme_ser+Z_cer_ser; % en libre
% Zg1=Z_cme_par+Z_cme_ser+Z_cer_ser; % en bloqué
Fg1=Fe*Z_cme_par/(Z_cme_par+Ze+Z_cme_ser);

% Réduction partie droite
Zd1=Z_par(Z_cme_ser+Zs,Z_cme_par)+Z_cme_ser+Z_cer_ser; % en libre
% Zd1=Z_cme_par+Z_cme_ser+Z_cer_ser; % en bloqué
Fd1=Fs*Z_cme_par/(Z_cme_par+Zs+Z_cme_ser);

% Réduction céramique 4
Zd2=Z_par(Zd1,Z_cer_par)+2*Z_cer_ser;
Fd2=(Fd1/Zd1-F/Z_cer_par)/(1/Zd1+1/Z_cer_par);

% Réduction céramique 3
Zd3=Z_par(Zd2,Z_cer_par);
Fd3=(-F/Z_cer_par+Fd2/Zd2)/(1/Z_cer_par+1/Zd2);

```

```

% Réduction contremasse centrale
Zd4=Z_par(Z_cmc_par,Z_cmc_ser+Z_cer_ser+Zd3)+Z_cmc_ser+Z_cer_ser;
Fd4=Fd3*Z_cmc_par/(Z_cmc_par+Z_cmc_ser+Z_cer_ser+Zd3);

% Réduction céramique 2
Zd5=Z_par(Zd4,Z_cer_par);
Fd5=(F/Z_cer_par+Fd4/Zd4)/(1/Z_cer_par+1/Zd4);

% Réduction partie gauche
Zd6=Z_par(Zd5+2*Z_cer_ser,Zg1);
Fd6=Fd5*Zg1/(Zg1+Zd5+2*Z_cer_ser);

% Réduction céramique 1
Ftot=F-Fd6;
Ztot=Zd6+Z_cer_par;
Utot=Ftot/Ztot;

V=I/(C0*j*omega)-h/(j*omega)*Utot;
Zel(indice)=V/I;

end

figure(1); % affichage en figure 1
subplot(211);
plot(ft,abs(Zel),'r'); % plot (x,y)
xlabel('Fréquence(Hz)');
ylabel('Impédance(Ohm)');
hold on;

subplot(212);
plot(ft,angle(Zel),'r');
xlabel('Fréquence(Hz)');
ylabel('Phase(rad)');
hold on;

[Zmin,rmin]=min(abs(Zel));
[Zmin,rmax]=max(abs(Zel));
fr=ft(rmin)
fa=ft(rmax)

```

III. Annexe 3 : Modélisation numérique sous Ansys

La modélisation numérique s'effectue sous le programme ANSYS. La présente annexe est le programme Ansys final permettant de trouver la fréquence de résonance mécanique d'un transducteur à mode interne. Le fichier est prêt à être exécuté.

```

#####
!# #
!# Fichier APDL permettant de générer #
!# un transducteur à mode interne utilisé en mode longitudinal #
!# fonctionnant en capteur de force #
!# Le schéma est réalisé en 3D #
!# #
#####

```


! Première partie : géométrie

Finish

/clear,nostart

!/CWD,'C:\Temp\'

/CWD,'F:\Temp\jyong'

/PREP7

!*****

! Déclaration des paramètres

!*****

de=25e-3 !diamètre extérieur

di=8e-3 !diamètre intérieur

lcext=20e-3 !longueur des contremasses extérieures

lcent=25e-3 !longueur de la contremasse centrale

lcer=0.5e-3 !épaisseur des céramiques

lel=0.15e-3 !longueur d'électrode

!Définition des hauteurs

z00=00

z01=z00+lcext

z02=z01+lel

z03=z02+lcer

z04=z03+lel

z05=z04+lcer

z06=z05+lcent

z07=z06+lel

z08=z07+lcer

z09=z08+lel

z10=z09+lcer

z11=z10+lcext

!Définition des abscisses

x0=0

x1=di/2

x3=de/2

! Déclaration des paramètres des céramiques piézoélectrique PC4

dens_ceram=7400

e_31=4.9

e_33=21.4

e_15=17.1

perx_ceram=1820

perz_ceram=1461

```
C_e11=12.09e10
C_e12=7.63e10
C_e13=7.31e10
C_e33=11.26e10
C_e66=2.23e10
C_e44=3.36e10
```

```
!*****
!      Sélection des éléments de découpage
!*****
```

```
ET,1,SOLID98
KEYOPT,1,1,3
KEYOPT,1,3,0
KEYOPT,1,5,2
```

```
!*****
!      Définition des matériaux
!*****
```

```
! Céramique polarisée dans sens positif (matériau 1)
! -----
```

```
/com  SP4      Y-polarized
```

```
/com  Stiffness
TB,   ANEL,  1      ,      1      ,      0
TBDATA,  1,      C_e11 ,      C_e12 ,      C_e13
TBDATA,  7,      C_e33 ,      C_e12
TBDATA, 12,      C_e11
TBDATA, 16,      C_e44
TBDATA, 19,      C_e44
TBDATA, 21,      C_e66
MP,KXX,2,0
```

```
/com  Piezo matrix
TB,   PIEZ,  1
TBDATA,  2,      e_31
TBDATA,  5,      e_31
TBDATA,  8,      e_33
TBDATA, 10,      e_15
TBDATA, 15,      e_15
```

```
/com  Permittivity
EMUNIT,      EPZRO, 8.85E-12
MP,   PERX,  1      ,      perx_ceram
MP,   PERY,  1      ,      perx_ceram
MP,   PERZ,  1      ,      perz_ceram
```

```
/com  Density
```

```

MP, DENS, 1 , dens_ceram

! Céramique polarisée dans sens négatif (matériau 2)
! -----

/com SP4 Y-polarized

/com Stiffness
TB, ANEL, 2 , 1 , 0
TBDATA, 1, C_e11 , C_e12 , C_e13
TBDATA, 7, C_e33 , C_e12
TBDATA, 12, C_e11
TBDATA, 16, C_e44
TBDATA, 19, C_e44
TBDATA, 21, C_e66
MP,KXX,2,0

/com Piezo matrix
TB, PIEZ, 2
TBDATA, 2, e_31
TBDATA, 5, e_31
TBDATA, 8, -e_33 ! Signe négatif
TBDATA, 10, e_15
TBDATA, 15, e_15

/com Permittivity
EMUNIT, EPZRO, 8.85E-12
MP, PERX, 2 , perx_ceram
MP, PERY, 2 , perx_ceram
MP, PERZ, 2 , perz_ceram
/com Density
MP, DENS, 2 , dens_ceram

! Acier des contre-masses (matériau 3)
! -----
MP,EX,3,198.6e9 ! Acier : module d'élasticité
MP,NUXY,3,.3 ! Acier : coefficient de Poisson
MP,DENS,3,7700 ! Acier : masse volumique

! Cuivre des électrodes (matériau 4)
! -----
MP,EX,4,124E9 ! Cuivre : module d'élasticité
MP,NUXY,4,0.33 ! Cuivre : coefficient de Poisson
MP,DENS,4,8960 ! Cuivre : masse volumique

! Création des cylindres
! -----
CYLIND,x3,x1,z00,z01,0,360,
CYLIND,x3,x1,z01,z02,0,360,
CYLIND,x3,x1,z02,z03,0,360,

```

```

CYLIND,x3,x1,z03,z04,0,360,
CYLIND,x3,x1,z04,z05,0,360,
CYLIND,x3,x1,z05,z06,0,360,
CYLIND,x3,x1,z06,z07,0,360,
CYLIND,x3,x1,z07,z08,0,360,
CYLIND,x3,x1,z08,z09,0,360,
CYLIND,x3,x1,z09,z10,0,360,
CYLIND,x3,x1,z10,z11,0,360,

```

```

!*****
!      Collage des matériaux
!*****

```

```

vsel,all
VGLUE,all

```

```

! Attribution des matériaux
! -----

```

```

VSEL,S,LOC,Z,z00,z01
VATT,3, ,1,0
VSEL,S,LOC,Z,z01,z02
VATT,4, ,1,0
VSEL,S,LOC,Z,z02,z03
VATT,1, ,1,0
VSEL,S,LOC,Z,z03,z04
VATT,4, ,1,0
VSEL,S,LOC,Z,z04,z05
VATT,2, ,1,0
VSEL,S,LOC,Z,z05,z06
VATT,3, ,1,0
VSEL,S,LOC,Z,z06,z07
VATT,4, ,1,0
VSEL,S,LOC,Z,z07,z08
VATT,2, ,1,0
VSEL,S,LOC,Z,z08,z09
VATT,4, ,1,0
VSEL,S,LOC,Z,z09,z10
VATT,1, ,1,0
VSEL,S,LOC,Z,z10,z11
VATT,3, ,1,0

```

```

allsel
/PNUM,VOLU,1
/NUMBER,1
/PNUM,MAT,1
/REPLOT

```

```

!*****
!      Maillage
!*****

```

vsel,all
SMRT,9
vmesh,all

```
!*****
!      Conditions aux limites
!*****
```

asel,s,loc,z,z00
asel,a,loc,z,z11
Da,all,uz,0

asel,s,loc,z,z01
asel,a,loc,z,z02
asel,a,loc,z,z05
asel,a,loc,z,z06
asel,a,loc,z,z07
asel,a,loc,z,z10
Da,all,VOLT,0 ! Première composante à potentiel nul

asel,s,loc,z,z03
asel,a,loc,z,z04
asel,a,loc,z,z08
asel,a,loc,z,z09
Da,all,VOLT,1 ! Deuxième composante à potentiel non nul

allsel

finish

```
!*****
!      Solution
!*****
```

/SOL
ANTYPE,2
MODOPT,LANB,10
EQLV,SPAR
MXPAND,10, , ,0
LUMPM,0
PSTRES,0
MODOPT,LANB,10,30000,100000, ,ON
SOLVE
FINISH

IV. Annexe 4 : Modélisation différentielle en vu de compenser la température

A. Influence des paramètres extérieurs sur la fréquence de résonance

L'analyse de l'influence des paramètres extérieurs sur des paramètres propres du système s'appuie sur la différenciation des expressions de ces valeurs propres en fonction des paramètres influant considérés.

$$\omega_r = \pi \sqrt{\frac{E\Sigma}{ml}} \quad (106)$$

L'expression de la fréquence de résonance écrite dans l'équation (106) est tout d'abord différenciée par rapport à toutes ses variables.

$$\begin{aligned} d\omega_r &= \frac{\partial \omega_r}{\partial E} dE + \frac{\partial \omega_r}{\partial \Sigma} d\Sigma + \frac{\partial \omega_r}{\partial m} dm + \frac{\partial \omega_r}{\partial l} dl \\ \frac{d\omega_r}{\omega_r} &= \frac{1}{2} \frac{dE}{E} + \frac{1}{2} \frac{d\Sigma}{\Sigma} - \frac{1}{2} \frac{dm}{m} - \frac{1}{2} \frac{dl}{l} \end{aligned} \quad (107)$$

1. Influence de la température

Dans cette partie seule l'influence de la température sur les différents paramètres est analysée. Ainsi, l'expression (107) est différenciée par rapport à la température.

$$\frac{1}{\omega_r} \frac{d\omega_r}{dT} = \frac{1}{2E} \frac{dE}{dT} + \frac{1}{2\Sigma} \frac{d\Sigma}{dT} - \frac{1}{2m} \frac{dm}{dT} - \frac{1}{2l} \frac{dl}{dT} \quad (108)$$

Par définition la masse de l'échantillon est stable quelque soit la température de l'environnement : $\frac{dm}{dT} = 0$.

Lors des variations de température, la loi à appliquer est la loi de dilatation thermique (109). Cette loi est ramenée à une formulation différentielle adaptable aux mathématiques différentielles (108).

$$l_1 = l_0(1 + \alpha(T_1 - T_0)) \quad (109)$$

Symbole	Unité	Description
l_0	m	Longueur initiale
l_1	m	Longueur finale
T_0	°K ou °C	Température initiale
T_1	°K ou °C	Température finale
α	°K ⁻¹ ou °C ⁻¹	Coefficient de dilatation thermique

Tableau 35 : Grandeurs décrivant la loi de dilatation thermique

$$\begin{aligned} \frac{dl}{l} &= \frac{l_1 - l_0}{l_0} = \alpha(T_1 - T_0) = \alpha dT \\ \frac{d\Sigma}{\Sigma} &= 2 \frac{dr}{r} = 2\alpha dT \\ \frac{1}{\omega_r} \frac{d\omega_r}{dT} &= \frac{1}{2E} \frac{dE}{dT} + \frac{1}{2} \alpha \end{aligned} \quad (110)$$

L'expression (110) est importante pour la partie expérimentale car elle permet de différencier l'effet structurel (premier terme : dE/E) dépendant de la propriété du matériau concerné, de l'effet géométrique (second terme α) dépendant lui de l'effet de la dilation du matériau sous l'effet de la température.

L'effet structurel représente la variation du module d'Young en fonction de la température, c'est un terme à priori connu qui peut être mesuré expérimentalement. Le second terme est lui mieux connu et bien défini car plus facilement mesurable. En effet les coefficients de dilatation thermique sont connus pour nombre de matériaux.

2. Influence de la force

L'expression générale de la fréquence de résonance est maintenant différenciée par rapport à la force appliquée :

$$\frac{1}{\omega_r} \frac{d\omega_r}{dF} = \frac{1}{2E} \frac{dE}{dF} + \frac{1}{2\Sigma} \frac{d\Sigma}{dF} - \frac{1}{2m} \frac{dm}{dF} - \frac{1}{2l} \frac{dl}{dF} \quad (111)$$

Les lois régissant les déformations liées à un effort longitudinal sont la loi de Hooke (113) et la loi de Poisson (112). La masse est constante lors de l'application d'une force. Le volume considéré est toujours un cylindre dont la section est un disque de rayon r .

$$\frac{dr}{r} = -\nu \frac{dl}{l} \quad (112)$$

$$F = \Sigma E \frac{dl}{l} \quad (113)$$

$$\frac{1}{\omega_r} \frac{d\omega_r}{dF} = \frac{1}{2E} \frac{dE}{dF} - \left(\frac{1}{2} + \nu \right) \frac{1}{l} \frac{dl}{dF} \quad (114)$$

Comme dans une perturbation thermique, l'équation analytique (114) montre que la fréquence de résonance dépend seulement de deux paramètres. Le premier terme est structurel. C'est la variation de module d'Young en fonction de la force. Le deuxième terme est géométrique. C'est la variation de longueur en fonction de la force appliquée.

Si la variation de module d'Young est nulle en fonction de la force appliquée, l'expression (114) se réduit à l'expression (115).

$$\frac{1}{\omega_r} \frac{d\omega_r}{dF} = - \left(\frac{1}{2} + \nu \right) \frac{1}{E\Sigma} \frac{F}{dF} \quad (115)$$

Pour rappel la force est par convention une force de traction, c'est-à-dire qu'elle est positive quand une force de traction est exercée sur le transducteur et négative lorsque c'est une force de compression. Le coefficient de poisson étant généralement positif, une force de traction entraîne une diminution de la fréquence de résonance tandis qu'une force de compression entraîne une augmentation de cette même fréquence.

B. Influence des paramètres extérieurs sur la capacité bloquée C_0

La même démarche que le paragraphe précédent est appliquée à l'étude de la capacité bloquée C_0 . Cette dernière peut être utilisée pour mesurer la température. Il faut donc calculer analytiquement comment varie la capacité bloquée C_0 en fonction des deux facteurs extérieurs que sont la température et la force. L'expression de la capacité bloquée est donnée par l'équation (116).

$$C_0 = \frac{\Sigma \varepsilon_0 \varepsilon_r}{l} \quad (116)$$

$$\frac{dC_0}{C_0} = \frac{d\Sigma}{\Sigma} + \frac{d\varepsilon_0}{\varepsilon_0} + \frac{d\varepsilon_r}{\varepsilon_r} - \frac{dl}{l} \quad (117)$$

ε_0 est constant par définition, ce qui revient à considérer l'expression (118).

$$\frac{dC_0}{C_0} = \frac{d\Sigma}{\Sigma} + \frac{d\varepsilon_r}{\varepsilon_r} - \frac{dl}{l} \quad (118)$$

1. Influence de la température

La température influe sur les paramètres géométriques de la céramique. Les relations sont les mêmes que celles trouvées dans le paragraphe précédent.

$$\frac{1}{C_0} \frac{dC_0}{dT} = \frac{1}{\varepsilon_r} \frac{d\varepsilon_r}{dT} + \alpha \quad (119)$$

La variation de la permittivité peut être considérée comme linéaire par rapport à la température pour les gammes de température considérées.

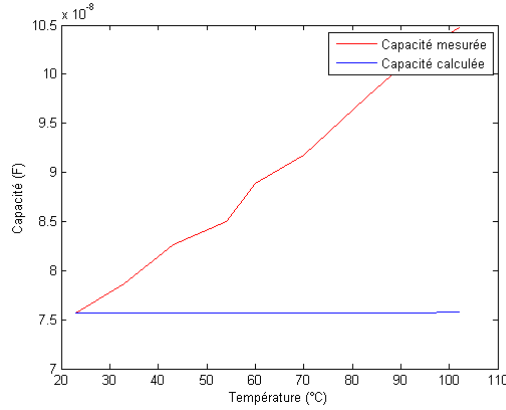


Figure 147 : Essai expérimental montrant la différence entre la capacité mesurée expérimentalement et la capacité calculée uniquement en considérant les variations de paramètres géométriques

La Figure 147 montre clairement que les variations géométriques jouent un rôle secondaire dans la variation de capacité d'une céramique piézoélectrique. Ainsi, seule la variation de permittivité influe de manière significative sur la capacité de la céramique. La valeur numérique de la variation est de 0.375nF.K⁻¹ pour le transducteur testé.

2. Influence de la force

L'expression (118) est différenciée par rapport à la force. Les lois de Hooke et de Poisson sont appliquées sur l'expression résultante. L'expression de la variation de la capacité C_0 en fonction de la force appliquée est donnée dans l'expression (120).

$$\frac{1}{C_0} \frac{dC_0}{dF} = \frac{1}{\varepsilon_r} \frac{d\varepsilon_r}{dF} - (1 + 2\nu) \frac{1}{E\Sigma} \frac{F}{dF} \quad (120)$$

Aucune expérience n'analyse l'influence d'une force axiale sur la permittivité. De plus, la force appliquée est relativement faible car elle reste dans le domaine linéaire de déformation.

En pratique, la valeur du condensateur ne varie pas en fonction de la force appliquée sur la plage de force considérée. La valeur de la capacité donne une valeur constante sur une plage de 0 à 400N, ce qui est au dessus de la plage de variation du transducteur.

C. Conclusions sur les expressions différentielles analytiques

Les expressions analytiques des différentielles des paramètres propres du système permettent de quantifier analytiquement chaque composante à son juste poids. Ces expressions doivent être comparées avec les résultats expérimentaux car elles induisent un premier terme dépendant des paramètres des matériaux.

Il s'agit de la variation de module d'Young ou de permittivité en fonction de la force ou de la température.

Le second terme géométrique correspond au coefficient de dilatation du matériau pour les variations en températures ainsi que de la variation de longueur pour les variations de force appliquées.

Cette annexe confirme la possibilité de mesurer la température grâce à la variation de permittivité à vide, étant donné qu'elle n'est pas affectée par la variation de force appliquée.

V. Annexe 5 : Calcul des erreurs sous Matlab

Le calcul d'erreur s'effectue sous Matlab. Le programme compare les valeurs à la courbe de référence pour calculer les erreurs de linéarité. Afin de calculer les erreurs d'hystérésis, le programme balaie l'amplitude totale de la variable de sortie et compare les différentes valeurs d'entrée possibles.

Le programme présenté est prêt à être exécuté si les courbes données ont la même dimension.

```
% Calcul des erreurs de linéarité et d'hystérésis
% Affichage des erreurs maximales en fonction de la plage étudiée

clear all;
clc;

load('pour_traitement_num2.mat');

pas=0.01;          %Pas de calcul en tension
tolerance=pas/2;
x=5.72:pas:8.12;

% Courbe de linéarisation de référence
a=100.12;
b=-721.83;
y=a*x+b;

% Erreur linéaire
erreur=0;
k=0;
max_erreur=0;
for indice=1:size(x,2)
    valeurs=0;
```

```
j=0;
    erreur_lin(indice)=0;
for i=1:size(lin_tension_lisse,2)
if (lin_tension_lisse(i)>x(indice)-
tolerance)&&(lin_tension_lisse(i)<x(indice)+tolerance)
    j=j+1;
valeurs(j)=i;
end
end
erreurl=0;
for indice2=1:j
k=k+1;
erreur(k)=force_temoin(valeurs(indice2))-y(indice);
erreurl(indice2)=erreur(k);
if max_erreur(1)<abs(erreur(k))
    max_erreur(1)=abs(erreur(k));
max_erreur(2)=indice;
end
if erreur_lin(indice)<abs(erreur(k))
    erreur_lin(indice)=abs(erreur(k));
end
end
if j==0
    erreur_lin2(indice)=0;
else
    erreur_lin2(indice)=sum(abs(erreurl))/j;
end
end

% display(['Erreur de linéarité maximale : ',
num2str(max_erreur(1)),' N']);
% display(['Erreur de linéarité maximale située à: ',
num2str(x(max_erreur(2))), ' V']);

erreur_moyenne=sum(abs(erreur))/size(erreur,2);
display(['Erreur de linéarité moyenne : ', num2str(erreur_moyenne), '
N']);
erreur_pourcentage=100*erreur_moyenne/(max(force_temoin)-
min(force_temoin));
display(['Erreur de linéarité moyenne : ',
num2str(erreur_pourcentage), ' %']);

%Erreur d'Hystérésis
pas=0.5; %Pas de calcul en force
tolerance=pas/2;
erreur=0;
k=0;
max_erreur=0;
force_actuelle=min(force_temoin):pas:max(force_temoin);
for indice=1:size(force_actuelle,2)
valeurs=0;
j=0;
    erreur_hyst(indice)=0;
for i=1:size(lin_tension_lisse,2)
if (force_temoin(i)>force_actuelle(indice)-
tolerance)&&(force_temoin(i)<force_actuelle(indice)+tolerance)
    j=j+1;
valeurs(j)=i;
end
end
```

```
if valeurs==0
erreur_hyst(indice)=0;
else
    erreur_hyst(indice)=max(lin_tension_lisse(valeurs))-
min(lin_tension_lisse(valeurs));
if max_erreur(1)<abs(erreur_hyst(indice))
    max_erreur(1)=abs(erreur_hyst(indice));
    max_erreur(2)=force_actuelle(indice);
end
end
end

% display(['Erreur d''hystérésis maximale : ',
num2str(max_erreur(1)), ' V']);
% display(['Erreur d''hystérésis maximale située à: ',
num2str(max_erreur(2)), ' N']);

erreur_moyenne=sum(abs(erreur))/size(erreur,2);
display(['Erreur d''hystérésis moyenne : ', num2str(erreur_moyenne), '
V']);
erreur_pourcentage=100*erreur_moyenne/(max(x)-min(x));
display(['Erreur d''hystérésis moyenne : ',
num2str(erreur_pourcentage), ' %']);
```

Résumé

Ce travail de thèse s'inscrit dans la suite du projet GASVT (Génération Artificielle de Sensations Visuelles et Tactiles) portant sur le thème de l'interface homme/machine, mis en place par la société Ratier-Figeac au sein du Pôle de Compétitivité Aerospace Valley. L'objectif est alors de répondre à une demande d'équipementier aéronautique qui désire actuellement acquérir la technologie active pour les commandes de vol (manche de pilote), permettant au pilote d'avoir un ressenti visuel et tactile sur la trajectoire d'un aéronef.

Dans la chaîne cinématique, le retour d'effort est un point essentiel puisqu'il permet de fournir l'information nécessaire à la commande en couple du manche.

L'objectif de l'étude menée jusqu'alors a porté sur la réalisation d'un capteur piézoélectrique basé sur le principe d'un transducteur résonant où la variation d'effort est associée via la variation de l'impédance mécanique à une variation de la fréquence de résonance du transducteur.

Sur la base de ce principe de mesure, un capteur permettant une mesure des forces en traction et compression, a été étudié. Ce capteur doit répondre en outre à une raideur compatible avec la boucle à retour d'effort du système mécatronique et à des problématiques de micro coupures électriques du réseau de bord. Enfin, en vue de répondre aux spécifications de l'application, une structure de capteur dédiée aux applications aéronautiques (instrumentation biellette), garantissant une redondance de la mesure (capteur triplex) a été étudiée, réalisée et caractérisée.

Le travail de thèse concerne principalement la définition des structures de capteur permettant trois mesures d'efforts indépendantes, associée à l'électronique d'alimentation et de commande nécessaire à la transcription de la variation de fréquence de résonance de l'actionneur en un signal d'effort traduisant la traction et la compression. Les modes de contrôle commande sont également à prendre en compte dans cette approche mécatronique globale.

Mots clés : instrumentation aéronautique, capteur de force, piézoélectricité, impédance électromécanique

Abstract

This thesis is part of the research project GASVT (Artificial Generation of Visual and Tactile Sensations) on the theme of human / machine interface, implemented by the company Ratier-Figeac in the competitiveness cluster Aerospace Valley. The objective is then to answer to a request for aerospace supplier who wishes to acquire the technology currently active flight controls (joystick driver), allowing the pilot to have a visual and tactile feeling of the path of an aircraft.

In the driveline, the force feedback is essential since it allows to provide the information necessary for torque control of the handle.

The objective of the study was focused on the realization of a piezoelectric sensor based on the principle of a resonant transducer where the variation of stress is associated with changes on the resonant frequency of the transducer through the change of the mechanical impedance.

Based on this principle, a sensor for measurement of forces in tension and compression was studied. This sensor must also reach a high stiffness compatible with the loop force feedback system and power failure of the electric embedded network. Finally, in order to meet the requirements of the application, a sensor dedicated to aeronautical applications (rod instrumentation), ensuring redundancy (sensor triplex) has been studied, performed and characterized.

The thesis then concerns the definition of sensor structures for three measures of independent efforts, combined with the power electronics and control necessary for the transcription of the change in resonant frequency of the actuator into a signal effort reflecting the tension and compression. Command control modes should also be taken into account in the overall mechatronic approach.

Keywords: aeronautical instrumentation, force sensor, piezoelectricity, electromechanical impedance